



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

**ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A
BIOMECHANIKY**

INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

**NÁVRH A REALIZACE BEZDRÁTOVÉHO NABÍJENÍ PRO
VESTAVĚNÉ SYSTÉMY**

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF WIRELESS CHARGING FOR EMBEDDED SYSTEMS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Josef Bednařík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Krejsa, Ph.D.

BRNO 2020

Zadání diplomové práce

Ústav: Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Student: **Bc. Josef Bednařík**
Studijní program: Aplikované vědy v inženýrství
Studijní obor: Mechatronika
Vedoucí práce: **doc. Ing. Jiří Krejsa, Ph.D.**
Akademický rok: 2019/20

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Návrh a realizace bezdrátového nabíjení pro vestavěné systémy

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

S postupným rozvojem bezdrátových komunikačních technologií se vyvíjí i možnost bezdrátového přenosu energie. Pro novější mobilní zařízení se jedná už téměř o standard. V případě vestavěných systémů, které jsou předmětem této práce, se ovšem při realizaci bezdrátového nabíjení klade důraz především na vhodné prostorové uspořádání s ohledem na přenesený výkon. Návrh musí respektovat i požadavky na nízkou cenu. Další důležitou problematikou této technologie je interakce s prostředím, pokud to bude v časových možnostech studenta je úkolem navrhnout software pro monitoring stavu nabití a detekce cizích předmětů.

Cíle diplomové práce:

1. Prostudujte možnosti bezdrátového přenosu energie a jejich problematiky.
2. Navrhněte a realizujte cívky, proveďte měření kvality přenosu pro různé konfigurace.
3. Vyberte vhodnou variantu přenosu a navrhněte nabíjecí obvod s požadavkem napájení primárního obvodu z USB.
4. Navržený obvod realizujte a otestujte z hlediska rušení a stability zdroje, vyhodnoťte účinnost.
5. Pokud to bude v časových možnostech, implementujte software pro monitorování stavu nabití a ošetření z hlediska detekce kovových předmětů.

Seznam doporučené literatury:

DĚDEK L., DĚDKOVÁ, J.: Elektromagnetismus, učební text VUT Brno, VULTIUM, Brno, 1998.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2019/20

V Brně, dne

L. S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
ředitel ústavu

doc. Ing. Jaroslav Katolický, Ph.D.
děkan fakulty

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací obvodu bezdrátového nabíjení pro vestavěné systémy. Předmětem úvodních kapitol je rešeršní studie dostupných řešení a přístupů k problematice bezdrátového přenosu. V návaznosti je vysvětlen princip fungování rezonanční induktivní vazby spolu s popisem stěžejních parametrů určujících kvalitu a charakter přenosu. V úvodu praktické části je vytvořeno několik variant rezonančních obvodů, které jsou vzájemně porovnány za účelem nalezení vhodné konfigurace. Následuje návrh a realizace prototypu zařízení bezdrátového nabíjení, jenž slouží k vyhodnocení účinnosti a přenosových vlastností několika variant rezonančních obvodů. V posledním kroku je vytvořen výsledný demonstrátor doplněn o mikrokontrolér, v němž je implementován software pro monitoring stavu nabití baterie a schopnost detekce cizích objektů.

Summary

This thesis deals with the design and realization of wireless power charging circuit for embedded systems. The research section focuses on the various ways and technologies used in applications of wireless power transfer. The theoretical part also briefly characterizes resonant inductive coupling and critical parameters of the transfer. This is followed by realization of various variants of transfer coils and electromagnetic oscillators. Wireless power charging prototype system is created and used for testing purposes to find optimal configuration of resonator. The hardware unit presented in the final part of the thesis exploits microcontroller and implemented software is extended by foreign object detection algorithm along with method to monitor battery charging state.

Klíčová slova

Bezdrátové nabíjení, bezdrátový přenos, rezonanční induktivní vazba, činitel jakosti, činitel vazby, Royer oscilátor, FOD, Nordic

Keywords

Wireless power charging, wireless power transfer, resonant inductive coupling, Q factor, coupling factor, Royer oscillator, Foreign Object Detection, Nordic

Bibliografická citace

BEDNAŘÍK, Josef. Návrh a realizace bezdrátového nabíjení pro vestavěné systémy. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/124655>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. Vedoucí práce Jiří Krejsa.

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím uvedené literatury.

Josef Bednařík, Brno, 2020

Poděkování

Na tomto místě chci poděkovat doc. Ing. Jiřímu Krejsovi, Ph.D. a Ing. Janu Hrbáčkovi, Ph.D. za svědomité vedení a přátelský přístup během zpracování této práce. Zároveň oceňuji veškeré cenné rady od dalších kolegů z Bender Robotics s.r.o.

Velké dík patří i mému kolegovi Bc. Tomáši Kanderovi za jeho nápomoc při řešení dané problematiky. V neposlední řadě chci poděkovat své rodině za podporu v průběhu celého studia.

Obsah

Úvod	11
Požadavky na výsledný produkt.....	12
Struktura práce.....	12
1 Rešerše současných řešení.....	14
1.1 Technologické přístupy.....	14
1.1.1 Indukční vazba	15
1.1.2 Rezonanční induktivní vazba	16
1.1.3 Kapacitní vazba.....	17
1.2 Současné standardy na trhu.....	18
1.2.1 Wireless Power Consortium (WPC)	19
1.2.2 AirFuel Alliance	20
1.3 Analýza vybraných přenosových vazeb	20
2 Teoretický rozbor rezonančního přenosu.....	22
2.1 Analýza rezonančního přenosu	22
2.2 Typy rezonančních obvodů.....	23
2.2.1 Paralelní rezonanční obvod.....	23
2.2.2 Sériový rezonanční obvod	24
2.2.3 Analýza jednotlivých topologií.....	25
2.3 Činitel jakosti (Q faktor).....	26
2.3.1 Analytický přístup.....	27
2.3.2 Metody měření	28
2.4 Činitel vazby	31
2.4.1 Metody měření činitele vazby.....	32
3 Detekce cizích předmětů	33
3.1 Metody FOD	33
3.1.1 Metoda s využitím činitele jakosti	34
3.1.2 Metoda vyhodnocením přenosových ztrát	34
4 Upřesnění cílů.....	35
5 Návrh a realizace rezonančního obvodu.....	36
5.1 Návrh geometrie a realizace cívek.....	36
5.2 Elektromagnetický oscilátor	37
5.3 Činitel jakosti elektromagnetického oscilátoru.....	38
5.4 Činitel vazby	41
5.4.1 Vliv axiální vzdálenosti cívek.....	41
5.4.2 Kritická vazba	42

5.5 Vyhodnocení navržených konfigurací	43
6 Návrh a realizace obvodu bezdrátového přenosu	44
6.1 Vysílací obvod.....	45
6.1.1 Návrh oscilačního obvodu.....	45
6.2 Přijímací obvod	47
6.3 Návrh prototypu plošného spoje	48
7 Testování obvodu bezdrátového přenosu.....	50
7.1 Testování vysílacího obvodu.....	50
7.2 Účinnost přenosu v závislosti na axiální vzdálenosti.....	51
7.3 Účinnost přenosu v závislosti na zátěži.....	51
7.3.1 Vliv L a C parametrů rezonančního obvodu na charakter přenosu.....	52
7.3.2 Vliv velikosti zátěže na posuv pracovního bodu oscilátoru.....	54
7.4 Stabilita přenosu.....	57
7.5 Analýza ztrát přenosu.....	59
7.6 Vliv cizího předmětu na přenosové vlastnosti	60
7.7 Vyhodnocení dosažených výsledků	62
8 Návrh a realizace výsledného demonstrátoru	64
8.1 Koncept řešení detekce cizích předmětů	64
8.2 Hardware realizace	65
8.3 Implementace software	69
8.3.1 Vzájemná komunikace – Gazell protokol	70
8.3.2 Snímané veličiny – analogové vstupy	71
8.3.3 Monitoring stavu nabití baterie	71
8.3.4 Implementace FOD algoritmu.....	72
8.3.4 Vyhodnocení realizovaného demonstrátoru.....	73
Závěr.....	75
Zdroje	76
Seznam zkratk	79
Přílohy	80
A: Elektronické přílohy	80
B: Doplňující přílohy	81

Úvod

S počátkem tohoto tisíciletí je možné evidovat výrazný nárůst nových technologií, které se snaží zjednodušit život. Mobilní zařízení, které se staly každodenní součástí, využívají ke svému fungování baterii. Vzhledem k omezené kapacitě je nutnost zařízení neustále dobíjet, a tudíž jsme obvykle odkázáni na nabíjecí kabely. Nicméně díky technologickému vývoji byla objevena nová vědní disciplína zabývající se přenosem energie bezdrátově, která nabídla příjemnou alternativu pro nespočet aplikací.

I když se zatím jedná o poměrně mladý vědní obor, tak jeho prvotní nápad vznikl už na přelomu 19. a 20. století a jeho objevitelem byl jeden z nejznámějších vynálezců historie Nikola Tesla. Už v roce 1891 ve své laboratoři v *Colorado Springs* dokázal přenést energii na krátkou vzdálenost a rozsvítit tím žárovku. Jeho ambice však byly daleko silnější a o pár let později zkonstruoval věž *Wardenclyffe* v *New Yorku*, která měla za cíl přenést energii přes oceán. Tento vynález se však nikdy nedočkal zprovoznění kvůli finančním problémům, a navíc veškeré pokusy o přenos energie vzduchem vykazovaly mizivou účinnost.

Od té doby došlo v oblasti bezdrátového přenosu energie k výraznému pokroku a počet vědeckých prací a výzkumů zabývajících se touto problematikou neustále stoupá. Často se tyto systémy označují pod zkratkou WPT (*Wireless power transfer*). Celá řada světových výrobců elektroniky nabízí nespočet řešení, jak uživatel může své mobilní zařízení nabíjet bezdrátově, efektivně a bezpečně. Své uplatnění ovšem WPT systémy nenachází pouze v oblasti spotřební elektroniky, ale jsou také výhodnou variantou pro aplikace, v nichž je použití přívodních kabelů nevýhodné či nemožné. Typickým příkladem mohou být zdravotnické implantáty, které s použitím bezdrátového přenosu nabízí nové přístupy řešení a minimalizují riziko spojené s častou výměnou baterií.

Existuje velké množství technologických přístupů, jak přenést energii bezdrátově. Každý takovýto systém se skládá z vysílače, který přeměňuje elektrickou energii na nějaký druh elektromagnetického pole. Příjemací zařízení poté toto pole detekuje a převádí ho zpět do elektrické energie. Takovýmto způsobem lze energii přenášet na krátké i dlouhé vzdálenosti a volba technologického přístupu je závislá na konkrétní aplikaci.

Tato práce se zabývá návrhem a realizací bezdrátového nabíjení pro vestavěné systémy. Takovéto systémy vyžadují plnění předem vytyčených funkcionalit, které jsou konkrétně specifikovány v požadavcích v následující kapitole. Úloha spadá svým charakterem do oblasti WPT systémů nízkého výkonu s krátkou přenosovou vzdáleností. Výsledný produkt může být v budoucnu podroben testovacím procedurám a umístěn na trh, proto musí být zaručena funkčnost, a především bezpečnost přenosu. Jisté riziko může nastat v případě cizího předmětu umístěného v blízkosti přenosové soustavy, který je schopen absorbovat energii a výrazně zvýšit svou vnitřní teplotu. Z toho důvodu je potřeba nabíjecí obvod doplnit o řídicí jednotku a implementovat software, který zajistí bezpečné fungování.

Požadavky na výsledný produkt

Vestavěné systémy jsou navrhovány pro konkrétní účel a specifické požadavky pro jednotlivé aplikace se mohou výrazně lišit. Škála všech možných řešení bezdrátového nabíjení je natolik široká, že není možné se věnovat tématu zcela obecně. Proto byla oblast zájmu této práce zúžena na aplikace nízkého výkonu, jež zároveň představují významnou množinu bezdrátových zařízení. V těchto systémech je kladen důraz především na nízkou cenu, bezpečnost přenosu a dobu nabíjení. S přihlédnutím na charakter produktu a jeho primární funkci byly stanoveny tyto požadavky:

- Napájení vysílacího obvodu standardem USB
- Doba nabití baterie o kapacitě 300 *mAh* v řádech několika hodin
- Nízká cena
- Prostorové a hmotnostní limity – upřesněny v kapitole 4
- Schopnost detekce cizích předmětů výhodou
- Splnění emisí a regulačních limitů EMC
- Komunikační linka mezi vysílacím a přijímacím zařízením

Ke splnění těchto požadavků je nutné v první řadě provést rešerši současných řešení a následně navrhnout vhodnou variantu dalšího postupu. Při zvážení možných úskalí jednotlivých přístupů je poté potřeba některé požadavky pozměnit či upřesnit.

Struktura práce

V případě návrhu vestavěného systému v praxi je žádoucí nejprve provést důkladnou rešerši aplikací, které se svým charakterem podobají realizovanému zařízení. Stejně tak je postupováno i v této práci a první kapitoly jsou věnovány současným řešením bezdrátových systémů na trhu. Takovýto průzkum má za cíl seznámit se s možnými přístupy a upozornit na jejich případná úskalí. Důležitou součástí je i porovnání jednotlivých řešení a prokázání, že indukční přenosová vazba je vhodnou variantou s ohledem na cíle a požadavky této práce.

Druhá část teoretické studie je věnována už konkrétnímu technologickému přístupu rezonanční induktivní vazby. Objasnění fyzikálního principu je doplněno o popis stěžejních parametrů rezonančního obvodu ovlivňující celkovou kvalitu přenosu. Teoretická část této práce je zakončena průzkumem současných metod detekce cizích předmětů.

Na základě provedené rešeršní studie a konzultace s vedoucím práce byly některé vytyčené cíle upřesněny či doplněny a jejich konkrétní podobou se zabývá kapitola 4.

Následuje kapitola věnovaná realizaci elektromagnetického oscilátoru, která začíná tvorbou několika možných variant přenosových cívek. Jednotlivé konfigurace jsou poté navzájem porovnány z hlediska kritických parametrů určujících kvalitu a charakter

přenosu. Na základě provedených experimentů je vytvořena vyhodnocující analýza, která zužuje množství všech variant a předkládá vhodné konfigurace pro další postup.

V návaznosti na vytvořené varianty LC obvodů je kapitola 6 zabývající se návrhem testovacího obvodu bezdrátového přenosu. Design vysílacího a přijímacího zařízení je podroben volbě jednotlivých komponent. Realizovaná DPS je následně využita k experimentům, které mají za úkol vyhodnotit přenosové vlastnosti pro několik navržených variant LC obvodů. Z dosažených výsledků je poté nutné vybrat onu variantu, která se zřetelem na požadavky práce bude při návrhu výsledného demonstrátoru využita. Současně se kapitola věnuje také otázce stability přenosu. Dále je rozebrána procentuální účast jednotlivých částí obvodu na ztrátovém výkonu. Z hlediska dalšího postupu v práci je nutné provést experimenty, při nichž je pozorována změna přenosových vlastností vlivem cizího předmětu.

Poslední část práce je věnována realizaci výsledného demonstrátoru. Ten je oproti vytvořenému prototypu doplněn o mikrokontrolér, se kterým je možné implementovat software pro monitoring stavu nabití a detekci cizích předmětů. Navržený algoritmus je poté testován a vyhodnocován.

1 Rešerše současných řešení

Bezdrátový přenos energie, jakožto problematika, které se v dnešní době věnuje celá řada světových společností zabývajících se vývojem elektroniky, nabízí několik možných řešení a přístupů, jak přenést energii efektivně a bezpečně. Nabízené výhody a nevýhody jednotlivých přístupů jsou pro návrh výsledného řešení stěžejní a hrají při tvorbě rozhodovací matice významnou roli.

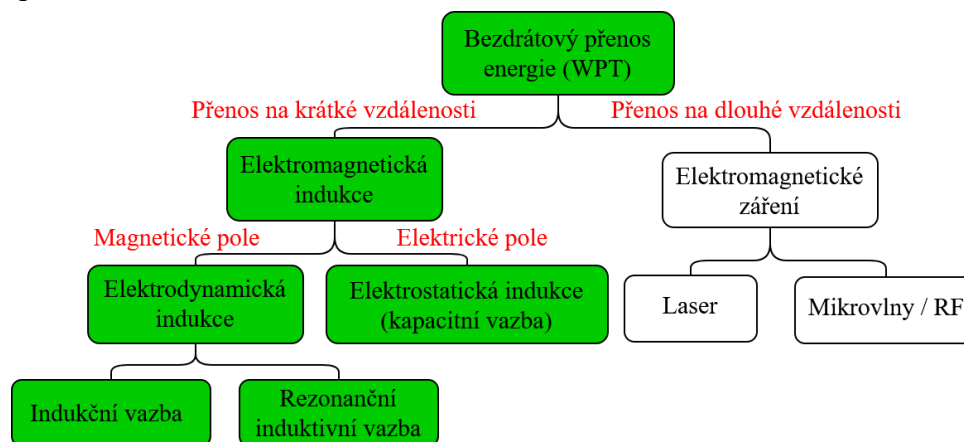
1.1 Technologické přístupy

Základní podstata všech WPT systémů je stejná. Celý systém se skládá z vysílače (*angl. transmitter*), který přeměňuje svou vstupní elektrickou energii na nějaký druh časově proměnného elektromagnetického pole, které svým vlivem působí na přijímač (*angl. receiver*), jenž tuto energii přeměňuje zpět v energii elektrickou. Právě druh oscilujícího elektromagnetického pole je to, čím se jednotlivé technologie navzájem liší.

Většina WPT systémů umožňuje přenos elektrické energie mezi vysílacím a přijímacím zařízením bezdrátově s využitím elektromagnetické indukce, která je vytvářena časově proměnným elektrickým nebo magnetickým polem. Tento přístup bezdrátového přenosu energie je často označován jako neradiační způsob (*angl. non-radiative*) a využívá se především pro přenos na krátké vzdálenosti [1]. Účinnost těchto zařízení se výrazně snižuje se zvětšující se vzdáleností.

Naopak existující řešení nabízející přenos elektrické energie na delší vzdálenosti využívá některou část spektra elektromagnetického záření a jsou označována jako radiační (*angl. radiative*). Nicméně vzhledem k dané problematice této práce se jeví radiační technologie, ať už z pohledu přenosové vzdálenosti nebo finanční a realizační náročnosti, jako méně zajímavou, tudíž nebude dále zkoumána.

Diagram na obr. 1 slouží jako přehled dostupných technologií bezdrátového přenosu. Právě zvýrazněná levá část stromového diagramu je pro tuto práci nejzajímavější a bude předmětem dalšího zkoumání.



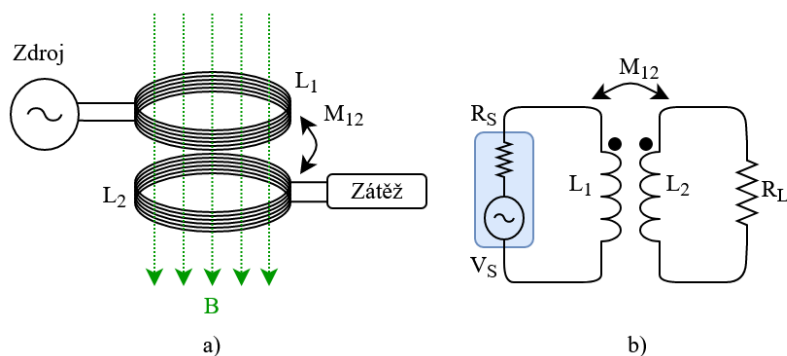
Obr. 1: Rozdělení technologií bezdrátového přenosu energie [2]

1.1.1 Indukční vazba

Použití indukční vazby (*angl. Inductive power transfer, IPT*) je jedno z nejčastějších řešení ve WPT systémech. Pro přenos energie používá kmitavé magnetické pole, které je vytvářeno na straně vysílače střídavým proudem protékajícím primární cívkou. Vytvořené magnetické pole využívá Faradayův zákon elektromagnetické indukce, kde se v důsledku časové změny magnetického indukčního toku generuje napětí na přijímací cívce. Model WPT systému s indukční vazbou je na obr. 2a. Celkové schéma indukční vazby si lze představit jako vzduchový transformátor obr. 2b, kde střídavý zdroj s amplitudou napětí V_S a vnitřním odporem R_S napájí primární vinutí L_1 . Magnetický indukční tok generovaný primárním vinutím ovlivňuje sekundární vinutí s vlastní indukčností L_2 a míra této vzájemné interakce je dána konstantou vzájemné indukčnosti M_{12} . Indukované napětí na sekundárním vinutí může být poté aplikované přímo na zátěž reprezentovanou odporem R_L nebo s použitím usměrňovače dále použito jako zdroj stejnosměrného napětí.

Právě konstanta vzájemné indukčnosti M_{12} je jeden z nejdůležitějších faktorů z hlediska účinnosti přenosu. Zvětšující se vzdálenost mezi cívkami výrazně snižuje množství indukčních čar, které prochází sekundárním vinutím, a tudíž se i významně snižuje účinnost přenosu.

Typickým příkladem indukční vazby v reálné aplikaci jsou elektrické zubní kartáčky, kde z hlediska bezpečnosti se bezdrátové nabíjení jeví jako velice výhodné. Nabíjecí stanice a samotný elektrický kartáček jsou svým tvarem geometricky přizpůsobeny tak, aby zaručili dostatečnou vzájemnou indukčnost a tím vysokou efektivitu přenosu.



Obr. 2: WPT systém s indukční vazbou: a) model; b) schéma [3]

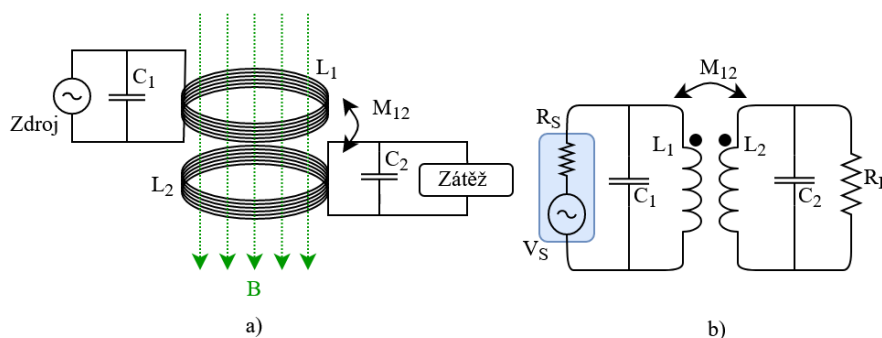
Mezi hlavní nevýhody tohoto technologického přístupu patří především už zmíněná přenosová vzdálenost, která řadí indukční vazbu do kategorie přenosu na krátké vzdálenosti. S tím souvisí i poziční variabilita cívek, kde nesouosost výrazně snižuje celkovou efektivitu. Dále významnou část přenosových ztrát WPT systémů s indukční vazbou tvoří tepelné ztráty způsobené vnitřním odporem vysílací a přijímací cívkou.

1.1.2 Rezonanční induktivní vazba

Rezonanční induktivní vazba (*angl. Resonant inductive coupling*), stejně jak indukční vazba, využívá pro bezdrátový přenos elektromagnetickou indukci. Nicméně svými vlastnostmi nabízí možnost uplatnění v aplikacích s požadavkem větší přenosové vzdálenosti. Využitím stavu rezonance lze energii přenášet efektivně i na vzdálenost několikanásobně větší než užitím indukční vazby.

Pro každý reálný objekt lze vypočítat vlastní frekvenci, která je funkcí hmotnosti a tuhosti objektu¹. Jestliže je daný objekt vybuzen kmitavou silou, jejíž frekvence je rovna vlastní frekvenci objektu, nastane stav rezonance. Při rezonanci objekt kmitá s největší amplitudou, a tudíž s maximální energií. Teorie mechanického oscilátoru byla užita záměrně pro lepší představu čtenáře, nicméně za využití elektro – mechanické analogie [4] lze danou teorii aplikovat i v modelu rezonanční induktivní vazby v obr. 3. V němž kapacita kondenzátoru reprezentuje hmotnost tělesa a obrácená hodnota indukčnosti cívky nahrazuje mechanickou tuhost pružiny.

Ve WPT systémech s rezonanční induktivní vazbou je přijímací obvod naladěn do stejné rezonanční frekvence jako je obvod vysílací, což zaručuje přenos maximální možné energie na delší vzdálenost. Nicméně volba správné rezonanční frekvence daného LC obvodu je velice důležitý faktor pro optimalizaci bezdrátového přenosu [5]. Konkrétněji je rezonanční vazba popsána v kapitole 2.



Obr. 3: WPT systém s rezonanční induktivní vazbou: a) model; b) schéma [3]

Systémy s rezonanční induktivní vazbou jsou užívané v aplikacích bezdrátového přenosu na krátké a střední vzdálenosti, což nabízí daleko širší využití než vazba indukční. Přenos pomocí této vazby navíc přináší výhodu z hlediska nižšího ovlivnění od cizích předmětů v jejich blízkosti. Jak je uvedeno v pramenu [5], interference mezi cizím předmětem umístěným mezi vysílací a přijímací cívku je z hlediska přenosu energie minimální, nicméně patrná může být změna operační frekvence. Vliv cizích předmětů na celkový systém bude předmětem kapitoly 3.

¹ Typickým příkladem je těleso o hmotnosti m , zavěšené na pružině o tuhosti k , kde vlastní frekvence se vypočítá jako $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ (Elektro-mechanická analogie $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$)

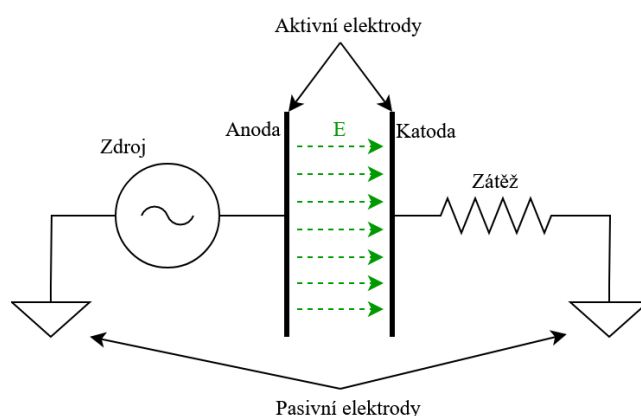
Přednost větší přenosové vzdálenosti sebou nese i větší variabilitu z hlediska vzájemné pozice dvou cívek. Narozdíl od indukční vazby, kde nesouosost cívek výrazně ovlivňuje efektivitu přenosu, systémy s rezonanční vazbou nabízí daleko širší operační prostor, což je hojně využívané v aplikacích konzumní elektroniky, kde tímto způsobem mohou být nabíjené mobilní telefony, kamery, ovladače a podobně.

Hlavní nevýhodou tohoto přístupu je fenomén označován jako *frequency splitting*. Podrobnější popis této problematiky bude popsán v příštích kapitolách, nicméně pro základní představu je to problém, nastávající v případě těsné vazby mezi přijímací a vysílací cívkou. Jestliže jsou cívky silně spjaté, původní rezonanční frekvence zaniká a vznikají dvě nové rezonanční frekvence, což má za následek rozladění původní vazby a poklesu účinnosti.

1.1.3 Kapacitní vazba

Kapacitní vazba, oproti indukční vazbě založené na proměnném magnetickém poli, využívá ke svému přenosu pole elektrické, které vzniká mezi dvěma elektrodami (anodou a katodou). Tyto elektrody společně tvoří kondenzátor, jehož kapacita je funkcí vzdálenosti elektrod. Generování střídavého napětí vysílačem způsobí střídavou změnu potenciálu na primární elektrodě, což vlivem elektrostatické indukce generuje střídavou změnu potenciálu na přijímací straně obvodu. Model kapacitní vazby je na obr. 4. Se zvětšující se vzdáleností elektrod klesá i množství přenesené energie, a to vlivem snížení kapacity kondenzátoru.

Využití kapacitní vazby v reálných aplikacích WPT systému není příliš časté. Hlavním důvodem je především jisté riziko v případě přivedení velkých hodnot napětí na elektrody kondenzátoru, kdy může dojít k výboji a případnému ohrožení [6]. Další příčinou je také vlastnost elektrického pole, které silně interaguje s materiály v jeho blízkosti, včetně lidského těla. Takto umístěný objekt může energii absorbovat a v případě lidského těla energii odvést do země. Proto je tento přístup přenosu používán především v *low-power* aplikacích.



Obr. 4: WPT systém s kapacitní vazbou

Naopak kapacitní vazba disponuje několika výhodami oproti indukční vazbě. Tím, že pro své fungování nepotřebuje cívku, výrazně snižuje tepelné ztráty, které pro induktivní vazbu znamenají výraznou část přenosových ztrát. Z některých aplikací s požadavkem na nízkou hmotnost může být tento přístup zajímavou alternativou vzhledem k absenci hmotné cívky. Další velkou výhodou je i poziční variabilita elektrod, kde v případě indukční vazby je toleranční prostor silně limitován. K další podrobné studii kapacitní vazby se čtenář může obrátit na pramen [6] nebo [7].

1.2 Současné standardy na trhu

Od začátku tohoto století lze evidovat stále rozpínající se trh nabízející celou řadu WPT řešení pro nejrůznější aplikace. Své uplatnění nacházejí v mnoha strojírenských i elektronických odvětvích, kde mohou být využity jednak pro *high power* aplikace jako jsou například nabíjení elektrických vozů, bezpilotních letadel, mobilních robotů apod., ale také v systémech pracujících na nízkých výkonech. Mezi nejznámější *low power* WPT aplikaci patří rozhodně nabíjení spotřební elektroniky, nicméně značnou výhodu přináší i v oblasti biomedicíny, kde absence elektrických rozvodů může výrazně nápomoci v nejrůznějších problémech. Založení celosvětově používaného standardu si kladlo za cíl jediné, všechna zařízení musí být vzájemně plně kompatibilní. Pakliže je snaha produkt certifikovat a umístit jej na trh s nálepkou jednoho ze světových standardů, je potřeba jej podrobit testovacím procedurám ověřující jeho kompatibilitu s ostatními zařízeními.

Dlouhotrvající boj o pozici lídra na trhu v oblasti WPT s sebou přináší i významný vývoj v tomto odvětví. Na jedné straně je silný hráč v podobě *Wireless Power Consortium* (dále jen WPC) a na straně druhé je to nově vzniklé sdružení pod názvem *AirFuel Alliance*². Popis obou sdružení bude předmětem dalších kapitol.

Mezi hlavní výzvy těchto společností patří především vysoká účinnost přenosu a robustnost vůči provozním podmínkám a poziční variabilitě vysílačiho a přijímačiho obvodu. Většina WPT zařízení disponují schopností detekovat cizí předmět v blízkosti (*angl. Foreign object detection - FOD*), což také rozhodně patří mezi důležitý parametr. Problematika FOD včetně metod vyhodnocení je popsána v kapitole 3. Vzhledem k faktu, že ke svému fungování využívají elektromagnetickou indukci, je zapotřebí zařízení vybavit i potvrzením o splnění regulačních a emisních limitů. Vzájemné porovnání jednotlivých standardů je k nahlédnutí v tab. 1 a pro podrobnější informace o rozdílech je čtenář odkázán na odkaz [8].

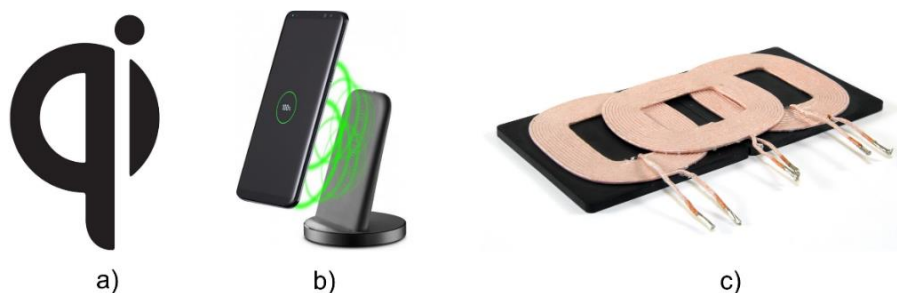
² Jedná se sice o nové sdružení, nicméně jeho dva zakladatelé *Power Matters Alliance (PMA)* a *Alliance for Wireless Power (A4WP)* působí na trhu už dlouho.

Tabulka 1: Srovnání standardů na trhu

Standard	Qi	AirFuel Alliance	
		PMA	A4WP
Přenosová vazba	Převážně indukční	Indukční	Rezonanční
Frekvenční oblast	87 kHz – 205 kHz	277 kHz – 357 kHz	6,78 MHz
Přenosová vzdálenost	Krátká (jednotky mm)	Krátká (jednotky mm)	Střední (jednotky cm)
Komunikační linka	AM + FM	Bluetooth	AM + FM

1.2.1 Wireless Power Consortium (WPC)

Tento globální standard, známý především pod označením Qi^3 , byl poprvé představen v roce 2008 a v dnešní době sdružuje více jak 500 mezinárodních společností, které reprezentují značky nejrozličnějších odvětví průmyslu. Za svůj cíl si klade především vzájemnou kompatibilitu napříč bezdrátových systémů. Logo aliance je zobrazeno na obr. 5a.



Obr. 5: Qi standard: a) logo [9]; b) Typické Qi zařízení [10]; c) Vysílač s několika planárními cívkami [11]

Prvním zveřejněným standardem této společnosti byl *Qi* pro *low power* zařízení do 5 W, který byl zaměřený na mobilní telefony, USB aplikace a přenosnou elektroniku. Typická sestava zařízení typu vysílač – přijímač je zobrazena na obr. 5b. S postupem času se rozšířil i na další spotřební elektroniku s výkonem do 15 W a v následujících letech si slibuje zacílit i na nabíjení laptopů. *Qi* zahrnuje systémy využívající indukční vazbu mezi dvěma nejčastěji planárními cívkami. Operační frekvence přenosu se většinou nachází v rozmezí od 87 kHz do 205 kHz. Použitá indukční vazba tohoto standardu výrazně omezuje prostor pro nabíjení, a tudíž musí být zaručena dostatečná sousost obou cívek. Některé zařízení tento problém odstraňují použitím několika vysílacích cívek (ukázka na obr. 5c), což výrazně zvětší nabíjecí prostor. Výrazným krokem ke snížení tohoto omezení se *Qi* podařilo přijít se zlepšením v podobě použití rezonanční induktivní vazby, nicméně většina zařízení stále využívá vazbu ryze indukční.

³ Čte se čchi – v čínském překladu může znamenat něco jako vzduch nebo proud energie

Mezi výrazné výhody použití tohoto standardu patří komunikační protokol mezi vysílacím a přijímacím zařízením. Amplitudová modulace na straně přijímače a frekvenční modulace na straně vysílače umožňují výměnu informací ke zkvalitnění přenosu. Dalším častým rozšířením tohoto standardu je schopnost detekce cizích předmětů v okolí⁴. Právě díky vytvořené komunikační lince mezi zařízeními jsou si obě strany schopny sdělit o kovovém předmětu v blízkosti a celý přenos ukončit, aby došlo k zamezení případným nežádoucím stavům.

Společností podporující *Qi* je celá řada a jsou to například *Nokia, HTC, Sony, Panasonic, Apple, Bosch, STMicroelectronics* a mnoho dalších. WPC aliance nabízí i další méně známé standardy (*Ki Cordless kitchen standard* pro kuchyňské aplikace do 2,2kW) a (*Medium Power standard* pro další domácí spotřebiče). K další studii WPC standardů je čtenáři doporučena webová stránka aliance [12], která taktéž obsahuje databázi zařízení kompatibilních se standardem *Qi*.

1.2.2 AirFuel Alliance

Druhým silným hráčem na trhu s WPT standardy je sdružení *AirFuel Alliance*, které bylo vytvořeno spojením několika menších aliancí za účelem konkurenceschopnosti vůči standardu *Qi*. Hlavními zakladateli byly skupiny *A4WP (Alliance for Wireless Power)* a *PMA (Power Matters Alliance)*. *AirFuel Alliance* je globální standard sdružující velké množství společností mezi které patří například *Huawei, Samsung, TDK* a mnoho dalších. Veškeré podrobnosti o členech a certifikovaných produktech se čtenář může odkázat na pramen [13].

Na rozdíl od WPC standardu, *AirFuel Alliance* přichází s rezonanční induktivní vazbou pro přenos energie, což sebou přináší i daleko širší možnost uplatnění v oblasti bezdrátového nabíjení, a to z důvodu přenosové vzdálenosti, kterou za použití rezonanční vazby lze výrazně zvýšit. Proměnné magnetické pole kmitá na frekvenci 6,78 MHz a tím spadá do vysokofrekvenčních přenosů. Vzájemná komunikace mezi zařízeními je zajištěna, stejně jak u *Qi* standardu, amplitudo – frekvenční modulací, nicméně některá zařízení mohou využívat k výměně informací Bluetooth.

1.3 Analýza vybraných přenosových vazeb

Následující kapitola má za úkol shrnout dosavadní rešeršní studii vybraných přenosových vazeb a vzájemnou komparací vyzdvihnout jejich výhody, a naopak upozornit na možné problémy, které by mohli v průběhu práce zkomplikovat některý z vytyčených cílů. Zároveň tato analýza slouží k nalezení vhodného technologického přístupu a výběru přenosové vazby, která bude předmětem dalšího zkoumání.

⁴ Implementace FOD rozšíření je volitelné pro zařízení do výkonu 5 W, ale povinné pro výkony do 15 W

Dosavadní rešeršní studie představila tři typy přenosových vazeb. Indukční a rezonanční vazba, kde obě využívají proměnné magnetické pole a kapacitní vazba, která využívá ke svému přenosu kmitavé elektrické pole. Tabulka 2 částečně shrnuje jejich základní vlastnosti, ale především srovnává jednotlivé typy vazeb z hlediska parametrů, které jsou pro tuto práci stěžejní. Hlavními indikátory při komparativní analýze jednotlivých typů vazeb s ohledem na zaměření této práce jsou:

- Elektromagnetické pole
- Přenosová vzdálenost
- Poziční variabilita
- Operační frekvence
- Interakce s předměty v okolí

Přenosová vzdálenost a poziční variabilita jsou důležitými indikátory v této aplikaci. Vzhledem k vytyčeným rozměrovým limitům a požadavku na jistou vůli pracovního prostoru, nemůže být zaručena dokonalá vazba mezi přijímacím a vysílacím zařízením. Vyšší pracovní frekvence vytvářeného elektromagnetického pole sebou nese i nutnost dodržování emisivity a regulačních limitů, což s přihlédnutím na možnost zavedení produktu na trh, může být nepříjemnou součástí schvalovacího procesu. Důležitým parametrem je také robustnost vůči předmětům v blízkosti pracovního prostoru, kde je potřeba schopnost interakce s okolními předměty minimalizovat. Tím, že byly radiální metody přenosu vyřazeny z komparační analýzy, tak porovnání z hlediska finanční stránky není nutné a to proto, že jednotlivé přístupy se vzájemně pohybují na cenově srovnatelných úrovních.

Tabulka 2: Srovnání přenosových vazeb

	Indukční vazba	Rezonanční induktivní vazba	Kapacitní vazba
Elektromagnetické pole	Magnetické	Magnetické	Elektrické
Přenosová vzdálenost	Krátká	Střední	Střední
Poziční variabilita	Nízká	Vysoká	Střední
Operační frekvence	Nízká (stovky kHz)	Až desítky MHz	Nízká (stovky kHz)
Interakce s předměty v okolí	Nízká	Nízká	Vysoká

Indikátor interakce s předměty v okolí je pro aplikaci kritický a vzhledem k vlastnostem vytvořeného elektrického pole kapacitní vazbou je zásadním důvodem, proč tento typ přenosové vazby nebude v práci nadále zkoumán. Navíc svými vlastnostmi nenabízí žádnou výraznou výhodu, jenž by mohla být vhodným přínosem pro tuto aplikaci. Svými vlastnostmi a principem jsou si indukční a rezonanční vazba velice blízká, nicméně právě druhá zmiňovaná nabízí daleko větší přenosovou vzdálenost a tím a širší pracovní prostor, což výrazně zvýhodňuje použití rezonanční indukční vazby. Pro podrobnější srovnání vybraných přenosových vazeb jsou doporučeny zdroje [1], [5], [6].

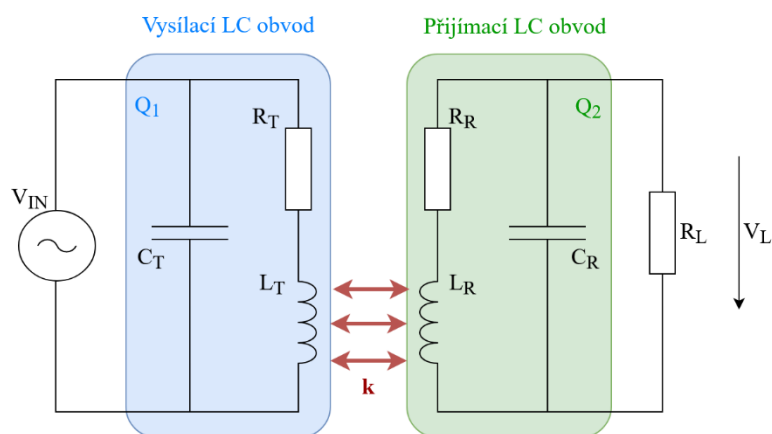
2 Teoretický rozbor rezonančního přenosu

O výhodách a nevýhodách, které tento typ technologického přístupu nabízí, pojednává kapitola 1.1.2, jejíž součástí je i vysvětlení základního principu fungování. Podrobnější zkoumání a představení charakteristických rysů rezonančního přenosu je předmětem této kapitoly.

Začátek bude věnován popisu jednotlivých částí obvodu společně s parametry, které v aplikacích indukčních přenosů energie hrají výraznou roli. Následně budou představeny metody měření těchto parametrů a jejich vliv na operační vlastnosti přenosu.

2.1 Analýza rezonančního přenosu

Ekvivalentní obvod rezonančního induktivního přenosu je ilustrován na obr. 6. Vysílací a přijímací zařízení jsou spolu magneticky svázané činitelem vazby k , který závisí na vzájemné vzdálenosti cívek a rozhodně patří mezi jeden z nejdůležitějších parametrů určující kvalitu přenosu. V případě indukčního přístupu bez využití rezonance by tato magnetická vazba byla tvořena pouze přijímací a vysílací cívkou. Právě přidáním rezonančních kondenzátorů lze obvod naladit tak, aby primární i sekundární okruh měl stejnou rezonanční frekvenci a tím umožnil přenést maximální možnou energii. Vytvořený LC obvod se může topologicky lišit a tím výrazně změnit princip jeho fungování. Rezonanční obvod na obr. 6 je doplněn o odpor cívky, který co do velikosti nedosahuje vysokých hodnot, nicméně v případě analýzy přenosu ho nelze zanedbat. Takto vytvořený LC obvod lze charakteristicky popsat kvalitativní konstantou nazývanou činitel jakosti (Q faktor), který je definovaný jednotlivými prvky rezonančního obvodu. Společně s činitelem vazby k , tvoří Q faktor dvojici nejdůležitějších parametrů popisujících kvalitu přenosu. Jejich podrobnější popis a metody měření budou předmětem příštích kapitol.



Obr. 6: Ekvivalentní obvod rezonančního induktivního přenosu

2.2 Typy rezonančních obvodů

WPT systémy s rezonanční induktivní vazbou využívají k vytvoření magnetického pole LC obvod s různými topologiemi. Energie v těchto obvodech osciluje mezi elektrickou energií uloženou v kapacitoru a magnetickou energií v induktoru. Vzájemná kombinace sériově a paralelně uspořádaných rezonančních obvodů je důležitým parametrem k optimalizaci přenosu a výrazně se liší ve svém fungování.

V prvé řadě je vhodné definovat stav rezonance v ideálním LC obvodu. Jestliže proud protékající obvodem dosáhne rezonančního kmitočtu, tak indukční a kapacitní reaktance se sobě rovnají (rovnice 1.1). Použitím jednoduchých matematických úprav lze získat rovnici (1.2) pro výpočet rezonanční frekvence LC obvodu. Rovnice (1.2) je validní pouze v případě, že se uvažují ideální prvky v obvodu. V reálném případě cívky s nenulovým odporem se rezonanční kmitočet mírně liší. Odvozování rovnic zahrnující vliv parazitního odporu induktoru a kapacitoru není nutné, nicméně při návrhu je dobré s tímto vlivem počítat. Práce zabývající se chováním neideálních prvků v rezonančním obvodu je k nahlédnutí v odkazu [14].

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (1.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

kde:

ω_0	$[rad \cdot s^{-1}]$	rezonanční úhlová frekvence
L	$[H]$	indukčnost cívky
C	$[F]$	kapacita kondenzátoru
f_0	$[Hz]$	rezonanční kmitočet

2.2.1 Paralelní rezonanční obvod

Paralelní LC obvod na obr. 6 v rezonančním stavu dosahuje maximálních hodnot impedance, a tudíž proud ze zdroje je minimální. V ideálním případě by se celková impedance blížila k nekonečnu, nicméně pro LC obvod doplněný i o sériový odpor cívky bude celková impedance⁵ v rezonanci určena rovnicí:

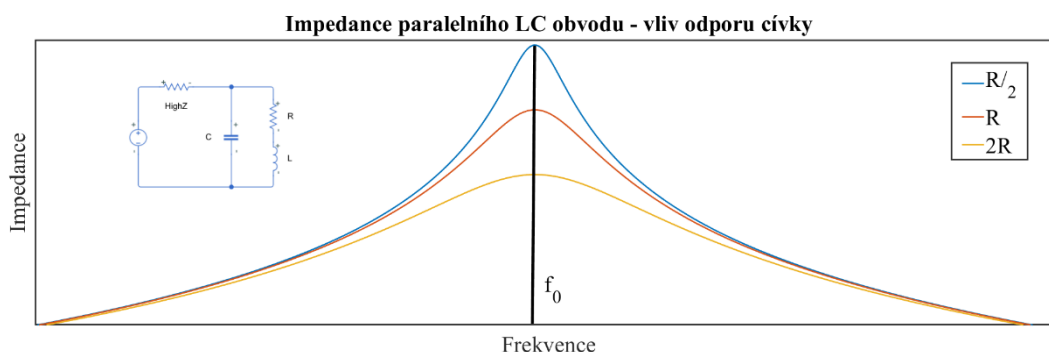
$$Z_C = \frac{L}{CR} \quad (1.3)$$

kde R představuje odpor cívky. Pro odvození rovnice (1.3) jsou zapotřebí rozsáhlé matematické úpravy a znalost ekvivalentních RLC obvodů, v případě zájmu čtenáře je doporučen pramen [15]. Impedance Z_C v rovnici představuje ekvivalentní paralelní rezistanci sériového odporu cívky.

Obr. 7 názorně představuje impedanční průběh ve frekvenční doméně. Jestliže k rezonančnímu obvodu je připojen zdroj s nižším kmitočtem, než je rezonanční

⁵ V paralelních rezonančních obvodech také nazývanou jako dynamická rezistance, protože neobsahuje žádnou složku reaktance.

frekvence, tak proud protékající induktorem (vzhledem k nízké reaktanci) bude výrazně vyšší než proud v kondenzátoru a rezonanční obvod má poté induktivní charakter. Naopak při buzení kmitočtem vyšším, než je rezonanční frekvence, převládá kapacitní složka. V kmitočtech blízkých rezonančního stavu se reaktance vyrovnávají a proud protékající kapacitorem a induktorem má opačný směr a navzájem se ruší, proto proud dodávaný zdrojem nabývá svých nejnižších hodnot.



Obr. 7: Impedance paralelního LC obvodu pro různé odpory cívky

To ovšem neznamená, že proud v LC obvodu je minimální, právě naopak. Energie uložená v magnetickém poli induktoru a elektrickém poli kapacitoru neustále proudí mezi oběma složkami tam a zpět. Proudů tekoucí v rezonančním obvodu mohou být několikanásobně vyšší než proud dodávaný zdrojem. Při zapnutí zdroje se rezonanční obvod „nasytí“ a poté kmitá s maximální amplitudou. V případě ideálních prvků obvodu by tento oscilátor vykazoval nulové tlumení, a tudíž by kmital nadále i po odpojení od zdroje.

Právě sériový odpor cívky je element způsobující tlumení oscilátoru. Proto ve WPT systémech s induktivní vazbou je kladen důraz především na jeho minimalizaci. Obr. 7 názorně představuje vliv odporu na celkovou impedanci obvodu. Nízká impedance zvyšuje proud ze zdroje k tomu, aby silně tlumený oscilátor udržel kmitat s maximální amplitudou. Vysoká hodnota rezistance cívky vzhledem k velkému proudu v oscilátoru způsobuje výrazné tepelné ztráty, které snižují účinnost celého přenosu.

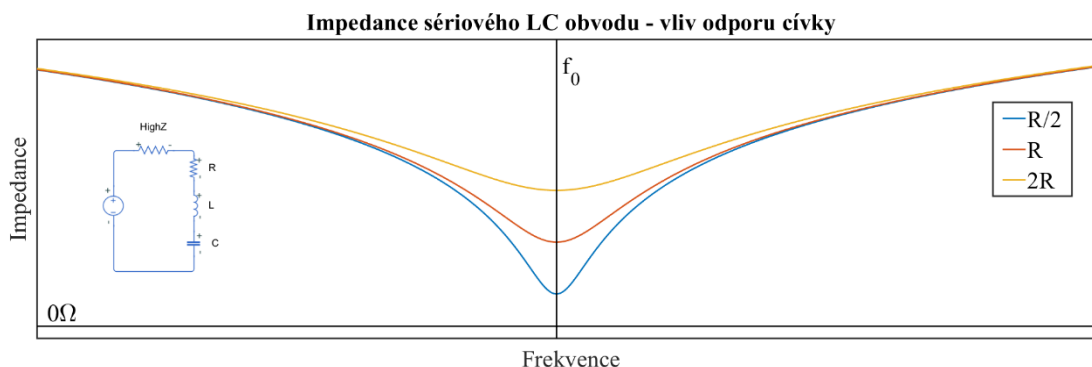
2.2.2 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod na rozdíl od paralelního vykazuje v rezonančním stavu minimální impedanci a proud tekoucí ze zdroje se blíží zkratovému proudu. Použitím ideálních prvků by se docílilo nulové impedance, ale v případě nenulového odporu vinutí bude celková impedance dána:

$$Z_C = R \quad (1.4)$$

, kde R je resistance vinutí cívky. Odvození celkové impedance v rezonančním stavu v případě sériového zapojení je výrazně jednodušší než u paralelního a součtem napětí na jednotlivých prvcích obvodu v rezonančním stavu lze zjistit, že celková impedance je ryze odporová.

Impedanční charakteristika sériového zapojení ve frekvenční oblasti je znázorněna na obr. 8. Reaktance induktoru má proporcionální průběh a zvyšuje se lineárně s budící frekvencí, proto dominance cívky v případě sériového zapojení se objevuje při kmitočtu větším, než je rezonanční frekvence obvodu. Naopak reaktance kondenzátoru má hyperbolický průběh a se zvyšující se budící frekvencí se limitně blíží k nule. Z toho plyne, že rezonanční obvod vykazuje kapacitní charakter pro nižší kmitočty. V oblasti rezonanční frekvence se obě složky reaktance vlivem opačného proudu ruší a obvod má ryze odporovou zátěž danou rezistancí vinutí cívky.



Obr. 8: Impedance sériového LC obvodu pro různé odpory cívky

Stejně jak u paralelního zapojení, rezistance vinutí je zásadním parametrem určující kvalitu LC obvodu. V reálných aplikacích je snaha tento odpor minimalizovat a tím i eliminovat tepelné ztráty na vinutí. Z grafu na obr. 8 lze vidět porovnání impedanční charakteristiky pro různé hodnoty odporu vinutí a je zřejmé, že s nižší rezistancí nabývá obvod zkratového charakteru, a tudíž proud zdroje dosahuje maximálních hodnot a vytvářené magnetické pole induktorem, sloužící pro přenos energie, je silnější.

2.2.3 Analýza jednotlivých topologií

Výše zmíněné kapitoly měly za úkol vysvětlit princip sériových a paralelních rezonančních obvodů a jejich základní charakteristické rysy. Nyní je potřeba jednotlivé topologie porovnat z hlediska užití a nalézt jejich vhodnost pro různé aplikace.

Paralelní rezonátor představuje zesilovač proudu a jeho impedance v rezonanci je maximální. Jeho výhodou je především vytvoření silného magnetického pole za využití malého odebíraného proudu ze zdroje. Což v případě použití zdroje nízkého výkonu může být vhodná varianta. Paralelní LC obvod se doporučuje WPT aplikacím sloužícím k nabíjení baterie, protože se tato topologie chová jako zdroj proudu, jenž pro nabíjení baterií je stabilní řešení [16]. Naopak vyšší proudy kmitající v rezonátoru způsobují velké ztráty vlivem odporu vinutí. Dalším problémem této topologie nastává v případě velké vzájemné indukčnosti. Jestliže primární a sekundární zařízení jsou příliš blízko k sobě a vzájemná vazba je silná, tak paralelní LC obvod je daleko více náchylnější k posuvům rezonanční frekvence [17].

Sériové zapojení sloužící pro zesílení napětí je charakterizováno velkým odběrem proudu ze zdroje z důvodu nízké impedance. Na rozdíl od paralelní topologie je daleko více stabilnější v případech s velkou vzájemnou indukčností. Proud ze zdroje je stejný s proudem protékajícím induktorem, proto ztráty na odporu vinutí budou menší než v případě paralelního zapojení.

Správná volba vhodné topologie je závislá na konkrétní aplikaci a nelze jeden druh zapojení prohlásit jako výhodnější. Touto problematikou se konkrétněji zabývají prameny [7], [16], [17], [18].

2.3 Činitel jakosti (Q faktor)

Spojením kondenzátoru s cívkou lze vytvořit rezonátor, který dokáže generovat kmitavé magnetické pole pro přenos energie. Oba prvky reálného obvodu podléhají některým parazitním elektrickým vlastnostem. Míru těchto nežádoucích vlivů lze popsat kvalitativní bezrozměrnou veličinou nazývanou činitel jakosti (Q faktor – z angl. *Quality factor*). V reálných aplikacích WPT systémů je snaha vytvořit rezonanční obvod s maximálním možným Q faktorem, protože kvalitní rezonátor vykazuje lepší přenosové vlastnosti. Činitel jakosti v reálných řešeních bezdrátových přenosů nabývá hodnot od 10 až do několika stovek.

Kvalitativní veličina činitele jakosti představuje míru tlumení oscilátoru a lze ji definovat poměrem akumulované energie a disipačním ztrátám během jednoho cyklu. Je evidentní, že pro dosažení vysokého činitele jakosti je potřeba ztráty rezonátoru minimalizovat. V reálném elektrickém oscilátoru tyto ztráty představuje především odpor vinutí cívky. Nicméně z hlediska měření nebo výpočtu je tento vztah těžko použitelný, a proto se pro nalezení přibližné hodnoty činitele jakosti využívá definice danou rovnicí (1.5). Jmenovatel zlomku odpovídá rozdílu kmitočtů, při kterých rezonátor vykazuje pouze poloviční výkon.

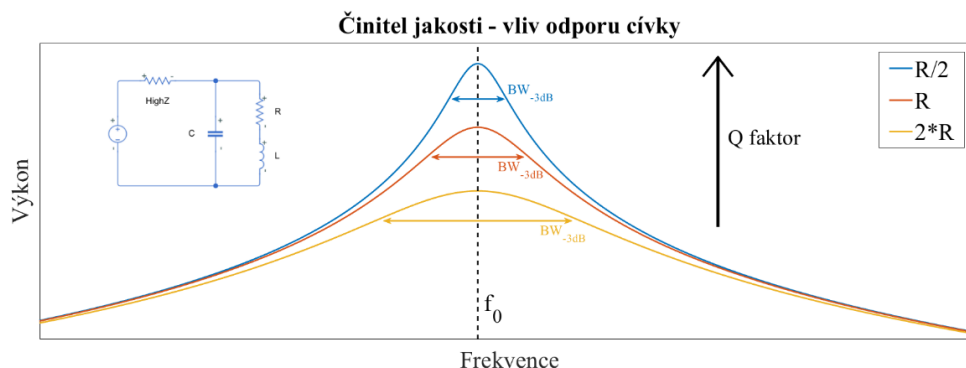
$$Q \approx \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (1.5)$$

kde:

$Q [-]$	činitel jakosti
$f_0 [Hz]$	rezonanční frekvence
$\Delta f_{-3db} [Hz]$	šířka pásma při polovičním výkonu

Vliv odporu vinutí na činitel jakosti je názorně ukázán na obr. 9. Vytvořený paralelní LC obvod nabývá maximálních hodnot výkonu při minimálních ztrátách na vinutí cívky. Součástí grafu jsou i znázorněné šířky pásma polovičního výkonu pro jednotlivé hodnoty rezistance. Je zřejmé, že větší sériový odpor induktoru způsobuje rozšíření rezonanční křivky výkonu a tím i snížení činitele jakosti. Naopak minimální hodnoty rezistance snižují disipační energii a zužují šířku pásma polovičního výkonu. V ukázce rezonančního obvodu se neuvažuje parazitní odpor kapacitoru a kapacitance mezi vodiči vinutí cívky, které tvoří taktéž určitou část disipační energie. Při odečítání

šířky pásma polovičního výkonu je důležité si uvědomit, že výkonové křivky v grafu nejsou symetrické okolo rezonanční frekvence. Důvodem je dominantní složka impedance, která na obou stranách má rozdílný charakter.



Obr. 9: Vliv odporu vinutí na činitel jakosti

Ve WPT aplikacích je snaha disipační energii rezonátoru minimalizovat. Navíc odpor v sérii s cívkou nepředstavuje pouze odpor vinutí, ale s rostoucí frekvencí kmitání se objevují další ztráty vlivem skinefektu, *proximity effect*⁶ a dalšími nežádoucími účinky. V případě cívky se často využívá tzv „Litz wire“, což je speciální typ vodiče vhodný především pro obvody střídavého proudu, jelikož výrazně snižuje ztráty nežádoucích efektů.

V některých aplikacích může činitel jakosti dosahovat velmi vysokých hodnot. Takovýto rezonátor, jehož šířka pásma polovičního výkonu je extrémně úzká, způsobuje výrazné zesílení výkonu v oblasti rezonanční frekvence, což pro budící obvod může znamenat komplikace. Další nepříjemnou záležitostí může být proces ladění, který vzhledem k velice úzké šířce pásma nabývá značné složitosti.

2.3.1 Analytický přístup

Analytický výpočet činitele jakosti kmitavého obvodu vychází z poměru akumulované energie ku ztrátové energii za jeden cyklus. Jednoduchými matematickými úpravami, k nahlédnutí například v odkazu [19], lze odvodit rovnice pro získání Q faktoru RLC obvodu. Pro ideální paralelní RLC obvod je činitel jakosti induktoru (resp. kapacitoru) roven:

$$Q_L = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (\text{resp. } Q_C = \omega_0 RC) \quad (1.6)$$

kde:

$Q_L [-], Q_C [-]$	činitel jakosti induktoru, kapacitoru
$\omega_0 [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$	rezonanční úhlová frekvence
$R, L, C [\Omega, \text{H}, \text{F}]$	prvky paralelního RLC obvodu

⁶ Kmitavé magnetické pole ovlivňuje rozložení elektrického proudu proudícího ve vinutí cívky vlivem elektromagnetické indukce. Při vyšších frekvencích může výrazně zvýšit rezistivitu.

Využitím rovnic (1.2) a (1.6) lze získat velikost činitele jakosti Q paralelního RLC obvodu ve stavu rezonance daným vztahem:

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.7)$$

Vztah (1.7) platí ovšem pouze pro paralelní RLC obvod, nicméně v konkrétním případě LC obvodu na obr. 6, jenž představuje ekvivalentní rezonátor pro většinu WPT aplikací využívající paralelní rezonanční vazbu, je odpor vinutí cívky v sérii k induktoru. Stejně jak tomu bylo v kapitole 2.2.1, kde byla sériová rezistance nahrazována rovnocennou paralelní, tak v tomto případě je možné postupovat v opačném směru a využít vztah (1.3) pro získání rovnice činitele jakosti paralelního LC obvodu využitelného v WPT řešeních daného rovnicí (1.8). Stejného vztahu lze využít i v sériových RLC obvodech.

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.8)$$

Při analýze rovnice (1.8) a zkoumáním vzájemných vztahů parametrů rezonátoru je důležité si uvědomit, jakých reálných hodnot mohou jednotlivé veličiny nabývat. V zařízeních bezdrátového přenosu energie se využívají cívky obvykle s indukčností od několika μH až po desítky mH . Ladící kondenzátor se přizpůsobuje zvolenému rezonančnímu kmitočtu a pro nízko-frekvenční aplikace je volen v rozsahu stovek pF až stovek nF . Parametr odporu vinutí je pro výpočet činitele jakosti kritický a tvoří nepřímou úměrnou závislost. Při použití rovnice (1.8) je potřeba uvažovat i vliv povrchového jevu (*skineffect*), který může značně zvýšit odpor vůči proudu ve vodiči. Zdálo by se výhodné dimenzovat induktor s velkým průměrem drátu, což by vedlo k výraznému snížení odporu, nicméně při zachování rozměrů by tento krok snížil i indukčnost cívky. Proto je při návrhu rezonátoru důležité volit jakýsi kompromis mezi jednotlivými parametry.

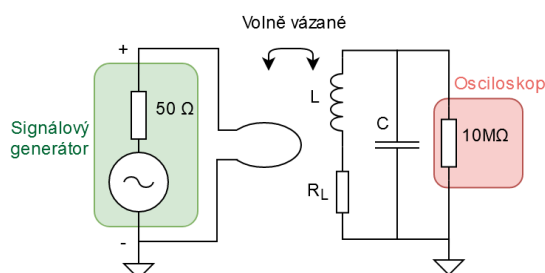
2.3.2 Metody měření

Jelikož se jedná o kvalitativní veličinu určující efektivitu přenosu a analytický přístup uvažuje pouze ideální prvky obvodu, je záhodné ukázat metody měření a ověřit, zda parazitní účinky jednotlivých prvků obvodu nepředstavují výrazné ovlivnění činitele jakosti.

Jedním z možných přístupů pro měření Q faktoru je použitím vhodného zařízení, kterým může být impedanční či spektrální analyzátor. Nicméně takové to nástroje nejsou vždy k dispozici. Dostupnější přístroj může být například *Q meter*, který je často součástí RLC měřících zařízení a využívá princip rezonance pro nalezení činitele jakosti. Avšak přesnost těchto měření je závislá na mnoha parametrech a v častých případech nelze naměřené hodnoty prohlásit za validní.

Měření šířky pásma

Vliv šířky pásma polovičního výkonu byl popsán v kapitole výše. K měření činitele jakosti tímto způsobem lze využít sestavu na obr. 10. Generátor tvoří uzavřenou smyčku, což představuje v podstatě vysílací anténu. Digitální osciloskop lze připojit na měřený rezonanční obvod a signálový generátor naladit do rezonanční frekvence, čímž amplituda kmitání rezonátoru V_{max} bude maximální. Vazba mezi budícím a měřeným obvodem musí být volná, aby primární okruh co nejméně ovlivňoval sekundární. Silná vazba či cizí předmět v blízkosti působí na oscilátor jako zdroj tlumení. Snižováním či zvyšováním frekvence klesá amplituda a dosažením hodnoty $\frac{\sqrt{2}}{2} V_{max}$ se získá frekvence polovičního výkonu⁷. Poté činitel jakosti je roven vztahu (1.5).



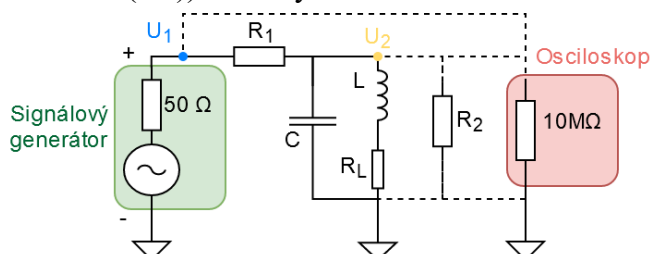
Obr. 10: Měřicí soustava pro měření šířky pásma

Měření paralelního ekvivalentního odporu

Dalším způsobem měření činitele jakosti je za využití napět'ového děliče. Měřicí soustava na obr. 11 se skládá z volitelného odporu R_1 v sérii se signálovým generátorem a měřeného rezonančního obvodu. Osciloskopem se měří napětí na výstupu z generátoru U_1 a napětí na rezonátoru U_2 . Nejprve je potřeba nastavit kmitočet generátoru na rezonanční frekvenci LC obvodu. Teorie napět'ového děliče určuje napětí na rezonátoru rovnicí:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1 \quad (1.9)$$

Matematickými úpravami lze z rovnice (1.9) odvodit vztah pro výpočet ekvivalentního paralelního odporu R_2 , jehož dosazením do vztahu (1.7) lze získat činitel jakosti. Tato metoda je výhodná i z toho pohledu, že neslouží pouze k nalezení Q faktoru, ale také přidává informaci o celkové impedanci obvodu v rezonanci, což umožňuje vyhodnotit (pomocí rovnice (1.3)) ztrátový činitel obvodu.

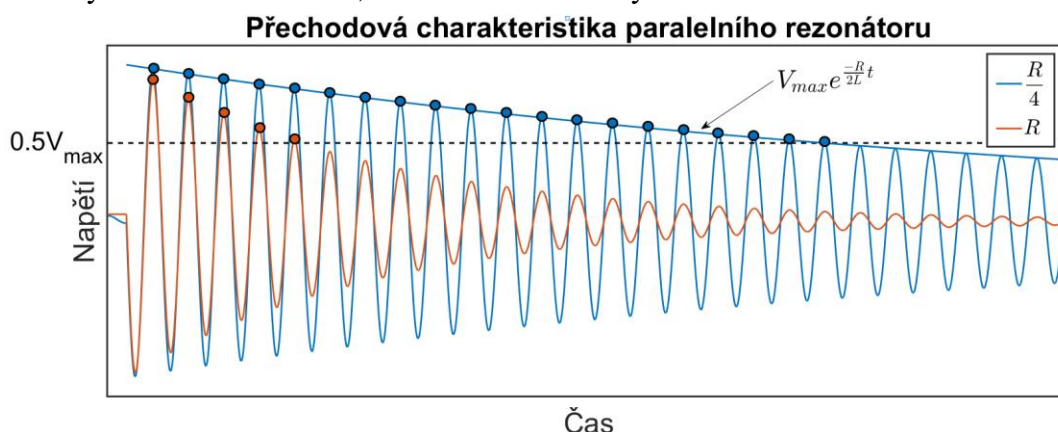


Obr. 11: Měřicí soustava pro měření ekvivalentního odporu

⁷ Útlum o 3dB výkonu představuje poloviční výkon, tzn.: $20 \log\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) = 10 \log\left(\frac{1}{2}\right) \approx -3 \text{ dB}$

Měření metodou Ring – Down

Rezonanční obvod ve WPT řešeních představuje systém druhého řádu. Přechodová charakteristika umožňuje identifikovat několik důležitých parametrů vypovídajících o charakteru celého obvodu. Právě na odezvě jednotkového skoku je založena metoda *Ring – down*. Měřicí soustava je stejná jak na obr. 10. V případě tohoto přístupu měření je využito TTL signálu z generátoru o frekvenci klidně několika *Hz*. Volná vazba mezi anténou generátoru a rezonančním obvodem musí být opět zaručena, aby došlo k minimálnímu ovlivnění z primární strany. Obr. 12 ukazuje předpokládanou odezvu systému druhého řádu, ze které lze leccos vyčíst.



Obr. 12: Přechodová charakteristika paralelního rezonátoru

Byly provedeny simulace pro dva různé odpory vinutí, čímž lze názorně demonstrovat vliv rezistance na tlumení oscilátoru. Pro zjištění *Q* faktoru je na obr. 12 vyznačena hodnota polovičního napětí a metoda spočívá v součtu cyklů, jejichž amplituda neklesne pod tuto hranici. Celkový počet těchto period, vynásobený hodnotou 4.53 udává velikost činitele jakosti⁸. Je zřejmé, že s rostoucím odporem vinutí klesá počet cyklů a tím i kvalitativní faktor oscilátoru. Součástí grafu je i znázorněna křivka logaritmického dekrementu a její matematický popis. V tomto případě bylo opět využito elektro – mechanické analogie s teorií mechanického oscilátoru a lze vidět, že hraniční křivka tvořící jakousi obálku tlumeného kmitání, je výrazně strmější pro systémy s velkým disipačním elementem. Odezva na skok přidává informaci i o rezonanční frekvenci oscilátoru, která je závislá na rezistanci obvodu jen minimálně. Využitím rovnice (1.2) a přechodové charakteristiky lze determinovat parametry indukčnosti a kapacity rezonátoru. I když tato metoda měření není úplně přesná a činitel jakosti lze určit jen orientačně, tak je přechodová charakteristika rezonátoru velikým přínosem pro názornou představu o charakteru systému.

⁸ Hodnota 4.53 vychází z rovnic ztrátových energií viskózního tření mechanického oscilátoru za jednu periodu. Pro podrobnější popis je čtenář odkázán na pramen [39].

2.4 Činitel vazby

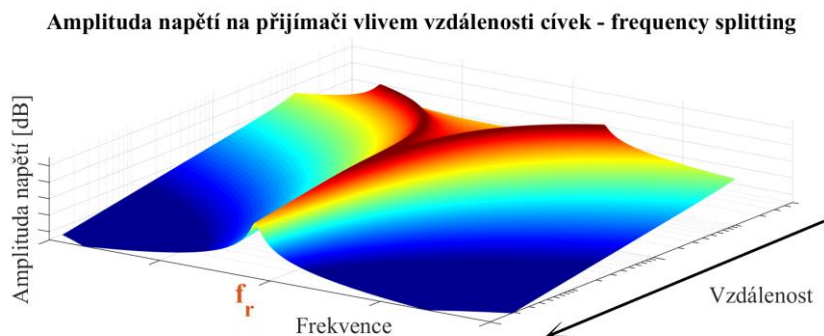
Činitel jakosti popsán v předešlé kapitole představuje důležitý parametr určující kvalitu rezonátoru. Tato část práce bude věnována druhému stěžejnímu členu, který společně s Q faktorem určuje celkovou efektivitu přenosu. Jedná se o činitel vazby, což je parametr, který udává míru vzájemné interakce mezi vysílacím a přijímacím obvodem. Nabývá hodnot v rozmezí od 0 do 1.

Celý systém přenosu energie mezi primárním a sekundárním okruhem si lze představit jako vzduchový transformátor. Magnetický indukční tok vytvářený vysílacím obvodem prochází uzavřenou plochou sekundární cívky. V případě klasického transformátoru s feromagnetickým jádrem je téměř všechen magnetický indukční tok zachycen sekundární cívkou a činitel vazby se neuvažuje, protože dosahuje hodnot blízkých k 1. V případě vzduchového transformátoru pouze část magnetického indukčního toku je zachycena přijímací cívkou, a tudíž ho zanedbat nelze. Generované napětí na sekundárním obvodu je úměrné napětí na primárním a konstanta této úměrnosti je dána vzájemnou indukčností M . Činitel vazby mezi vysílací a přijímací cívkou s indukčností (L_T a L_R) je pak dán vztahem:

$$k = M\sqrt{L_T L_R} \quad (1.10)$$

Zvětšující se vzdálenost mezi cívkami, úhlové vychýlení nebo větší nesouosost cívek snižuje vzájemnou indukčnost a tím i činitel vazby. Často využívaný způsob v mnoha řešeních WPT systémů je použití feromagnetického stínění, které výrazně zvyšuje činitel vazby. S umístěným stíněním je možné lépe usměrnit magnetické indukční čáry, a tím vysílací cívka nevysílá radiačně do všech stran, ale soustředí svůj přenos do dané oblasti. Zajímavý experiment byl představen v prezentaci v pramenu [20]. Vzájemný poměr velikostí přijímací a vysílací cívky je taktéž parametr ovlivňující činitel vazby.

Ve WPT aplikacích s indukčním přenosem nedosahuje činitel vazby většinou vyšších hodnot jak 0.7. Při velmi silné vazbě mezi primárním a sekundárním rezonančním obvodem nastává fenomén známý jako *frequency splitting*. Pro přenos na větší vzdálenosti se maximální hodnota napětí na sekundární cívce vykazuje pouze v oblasti rezonanční frekvence, nicméně jakmile se překročí hodnota kritické vazby, tak napětí na přijímacím obvodu dosahuje svých maxim ve dvou různých frekvencích. Tento jev je znám jako *frequency splitting* a názorně ho představuje obr. 13. Stejný průběh amplitudy napětí v oblasti kritické vazby lze čekat i na straně vysílače.



Obr. 13: Fenomén frequency splitting vlivem silné vazby – inspirováno z [21]

Pro simulaci bylo využito stejných paralelních rezonančních obvodů na obou stranách přenosu bez připojené zátěže. V některých aplikacích WPT systémů může jeden z požadavků zaručit silnou vazbu, a tudíž je potřeba tento jev zohlednit a celý přenos optimalizovat. Práce zabývající se podrobněji tímto jevem jsou v odkazech [21], [22].

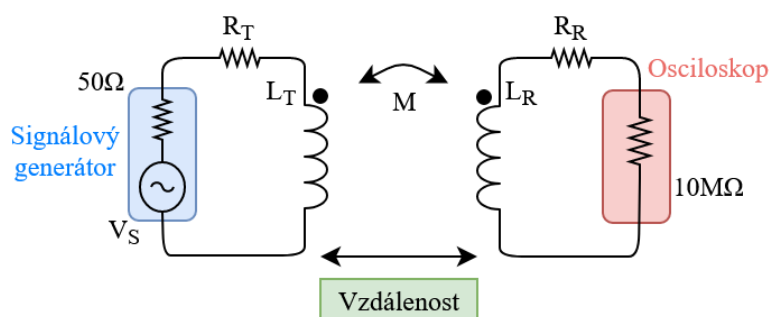
2.4.1 Metody měření činitele vazby

Míra interakce mezi přijímacím a vysílacím obvodem je funkcí vzdálenosti a pozičního uspořádání a existuje plná řada odborných článků zabývajících se nalezením konkrétní hodnoty v závislosti na poloze [23], nicméně z praktického hlediska je rovnice (1.10) méně cenná. Proto pro zjištění činitele vazby se zavádí model transformátoru napětí [23], [24], jenž je dán vztahem:

$$u_R = k \sqrt{\frac{L_R}{L_T}} u_T \quad (1.11)$$

$L_R, L_T [H]$	indukčnost přijímací a vysílací cívky
$k [-]$	činitel vazby
$u_R [V], u_T [V]$	napětí na prázdko na přijímací, vysílací cívce

Rovnice (1.11) platí za předpokladu, že není připojena zátěž, a tudíž se jedná pouze o transformační poměr mezi vinutími. Pro průběh činitele vazby v závislosti na vzdálenosti cívek je možné využít měřicí soustavu na obr. 14.



Obr. 14: Měření činitele vazby

3 Detekce cizích předmětů

Přenos energie bezdrátově s využitím magnetické indukce sebou nese i jistá rizika z hlediska bezpečnosti. Takovéto rizika mohou nastat, jestliže se ocitne v blízkosti přenosové soustavy cizí kovový předmět. V ten moment část přenášené energie změni svůj charakter na indukční ohřev a neznámý objekt se vlivem absorpce energie začne zahřívat. V některých případech se může teplota daného předmětu zvýšit i o několik desítek stupňů. Z tohoto důvodu se jedná o důležitou problematiku WPT systémů, jenž je potřeba při návrhu bezdrátového řešení uvažovat.

Množství absorbované energie vlivem především vířivých proudů je závislé na mnoha parametrech. Samozřejmě je to síla magnetického pole a jeho frekvence, ale také typ materiálu spolu s rozměry a tvarem. Pro podrobnější studii zabývající se vlivem jednotlivých faktorů na zvýšení teploty cizího předmětu je čtenář odkázán na prameny [25] a [26].

Problematika detekce je v anglické literatuře nazývána *Foreign object detection (FOD)*. Jedná se o bezpečnostní algoritmus, který automaticky přerušuje přenos energie v případě rušení způsobené cizím předmětem. FOD rozšíření je implementováno do většinu nových zařízení a WPC standard i *AirFuel Alliance* zaručují podporu této funkce pro zařízení vyšších výkonů. Rozpoznání cizího předmětu neslouží pouze jako ochrana a zvýšení bezpečnosti, ale také zamezuje úbytku na účinnosti přenosu.

3.1 Metody FOD

Existuje celá řada metod detekce a každý z předních výrobců WPT aplikací s indukční vazbou implementuje vlastní řešení přístupu. V případě návrhu nového zařízení je výběr vhodné metody závislý především na požadavcích celého projektu. Pro některé aplikace lze využít přístup s využitím senzorů pro snímání teploty objektu či Hallovu sondu pro detekci kovového předmětu. Daleko více používané metody FOD ve většině aplikací jsou založené na měření napětí a proudu v přenosových obvodech. Mezi dva nejpoužívanější přístupy patří:

- Impedanční měření s použitím činitele jakosti
- Měření přenosových ztrát

Obě metody se liší momentem vyhodnocení. Měření přenosových ztrát je realizovatelné pouze s připojenou zátěží, tudíž tento algoritmus umožňuje detekovat cizí předmět až ve fázi přenosu energie. Kdežto druhý přístup využívající činitel jakosti vyhodnocuje přítomnost předmětu a až poté dává svolení k začátku přenosu. V mnoha reálných aplikacích se může objevit algoritmus s použitím obou metod. K celkovému vyhodnocení je potřeba zajistit komunikaci mezi vysílacím a přijímacím obvodem.

3.1.1 Metoda s využitím činitele jakosti

Představené metody měření činitele jakosti mohou být nápomocné i v řešení otázky FOD problematiky. Přítomnost kovového objektu v blízkosti vysílací cívky většinou způsobuje snížení indukčnosti a přidání sériového odporu v ekvivalentním rezonančním obvodu na obr. 6. Tento efekt vede ke snížení činitele jakosti vysílacího obvodu, což je evidentní ze vztahu (1.8).

Prakticky se vyhodnocuje na základě porovnání činitele jakosti s referenční hodnotou Q faktoru implementovanou do *firmware* při vývoji zařízení. V případě, že se v blízkosti nachází cizí předmět, tak rozdíl mezi referenční a naměřenou hladinou Q faktoru přesáhne prahovou hodnotu a přenos energie se neuskuteční. Pro podrobnější představu čtenáře jsou doporučeny odkazy [27], [28] a [29].

Mezi výraznou výhodou této metody patří především přesnost a vysoké rozlišení, což výrazně zvyšuje i jistotu správnosti detekce. Tím, že celý algoritmus probíhá ve fázi před počátkem přenosu, je zajištěna minimální absorpce energie v detekovaném předmětu.

Nevýhoda jasně vyplývá z momentu vyhodnocení, kde metoda měření činitele jakosti zajišťuje detekci pouze před začátkem přenosu, tudíž nemá žádnou informaci o objektech vložených až ve fázi přenosu. Rezonanční obvody s nízkým Q faktorem nejsou vhodné pro tento přístup a snižují celkovou rozlišitelnost. Výraznou nevýhodou pro některé aplikace vestavěných systémů může být prostorová náročnost a vyšší cena, jelikož množství komponent pro zpracování signálu s použitím této metody může být vysoké.

3.1.2 Metoda vyhodnocením přenosových ztrát

Vlivem přítomnosti kovového předmětu je určitá část přenášené energie tímto objektem absorbována. Jestliže je znám vstupní výkon vysílacího zařízení P_{in} a výstupní výkon přijímací strany P_{out} poté ztráty během přenosu P_{loss} jsou definovány vztahem:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad (1.12)$$

Architektura celého procesu pak vypadá tak, že informace o měřeném výkonu na sekundární straně je využitím komunikační linky přenesena do vysílacího zařízení a rozdíl vstupního a výstupní výkonu je poté porovnán s referenční hodnotou. S překročením této hodnoty je indikován cizí předmět. Referenční hodnota ztrátového výkonu v rovnici (1.12) nepředstavuje pouze ztráty vlivem vířivých proudů v objektu, ale také úbytky v jednotlivých částech obvodu. Z toho důvodu je nutná znalost disipačních ztrát v obvodech a na základě jejich součtu volit referenční hladinu.

Tento přístup je výhodný především z hlediska možnosti detekce po celou dobu přenosu. Další výhodou je realizace hardware a software, která v porovnání s metodou měření činitele jakosti je výrazně jednodušší. Hlavním úskalím tohoto přístupu je rozlišení, které je závislé na velikosti přenášené energie. Pro nižší výkony je rozlišitelnost cizího předmětu složitější.

4 Upřesnění cílů

S ohledem na požadavky úlohy a provedenou rešeršní studii je zapotřebí konkrétněji specifikovat cíle této práce. Upřesněny byly cíle těchto charakterů:

Prostorové limity cívek

Jedním z požadavků této práce je i prostorové omezení. Při návrhu hardware je potřeba dbát na miniaturizaci celkového systému. Stejně tak platí limity i pro návrhy cívek vysílacího a přijímacího obvodu. Konkrétní tvar s hraničními rozměry možného prostoru pro umístění cívek je specifikován v kapitole 5.1.

Přenosová vzdálenost

Mechanická konstrukce výsledného produktu, v níž budou cívky vloženy, je specifická svým tvarem. Proto lze zaručit limity vzájemného pozičního uspořádání. Axiální vzdálenost válcových cívek je zaručena v rozmezí $< 5\text{ mm}; 20\text{ mm} >$ s tím, že při správném uložení (bez cizího předmětu) vzdálenost nepřekročí 10 mm . Radiální odchylka nebude větší než $\pm 5\text{ mm}$. Úhel natočení válcový ploch je zaručen v rozmezí $\pm 30^\circ$.

Operační frekvence přenosu

Vzhledem k požadavku na splnění emisních limitů EMC je nutné uvažovat i volbu rezonanční frekvence. Normy ČSN EN 55011 a ČSN EN 55022 stanovují meze a metody měření rádiového rušení. Veškeré limity se stahují pouze do frekvenčního pásma od 150 kHz , a tudíž volba operační frekvence do maximálně tohoto limitu ušetří mnohé z nepříjemných záležitostí spojených se splněním emisních testů.

Volba typu rezonančního obvodu

Kapitola 2 představuje rozbor rezonančních obvodů. Vzhledem k maximálnímu možnému příkonu (viz bod *Odebíraný výkon vysílacího obvodu*) a charakteru zátěže bude dále v práci uvažována pouze varianta paralelního rezonančního obvodu.

Odebíraný výkon vysílacího obvodu

Požadavek napájení primárního obvodu z USB je nutné upřesnit z hlediska příkonu. Zařízení je potřeba přizpůsobit k možnosti nabíjení z počítače, kde maximální dodávaný výkon nepřekročí hranici $2,5\text{ W}$.

Volba řídicí jednotky

Pro implementaci software je nutné použít řídicí jednotku nRF52810. Volba právě této varianty je zdůvodněna v práci kolegy [30].

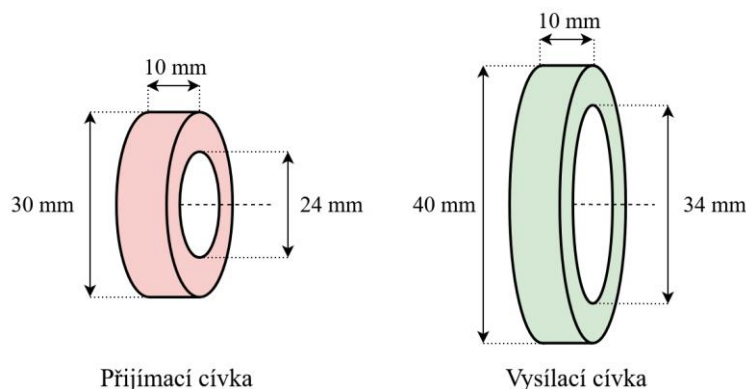
5 Návrh a realizace rezonančního obvodu

Návrh rezonančního obvodu WPT systémů je stěžejní bod určující celkovou kvalitu přenosu. První část je věnována realizaci několika druhů cívek lišící se svými základními parametry. Cívka společně s ladícím kondenzátorem tvoří rezonanční obvod. Takto vytvořený kmitavý obvod se může lišit svou kvalitou, a to je předmětem této kapitoly, tedy nalézt nejvhodnější konfiguraci primárního a sekundárního rezonančního obvodu.

5.1 Návrh geometrie a realizace cívek

Rešeršní studie ukázala, jak velký vliv na přenos má kvalita cívky. V řešeních bezdrátového přenosu je snaha minimalizovat odpor vinutí a dalších parazitních vlastností induktoru. V mnoha WPT aplikacích je toho docíleno použitím speciálního vodiče *Litz wire*, který je vhodný pro vysokofrekvenční přenosy, protože minimalizuje ztráty ve vinutí. Nicméně v porovnání s klasickým měděným vodičem je výrazně vyšší i jeho cena a při uvážení požadavku na nízkou cenu nebude v práci uvažován.

Návrh geometrie cívek je potřeba přizpůsobit zadanému prostorovému omezení. Na obr. 15 je zobrazen tvar prostoru s hraničními rozměry pro přijímací i vysílací cívku. Svým geometrickým tvarem tvoří dutý válec a rozměry jsou zadány tak, aby vzájemná poloha cívek umožňovala minimální axiální vzdálenost specifikovanou v požadavcích práce tj. 5 mm.



Obr. 15: Hraniční prostor pro vysílací a přijímací cívku

Velikost prostoru v obou případech není příliš velký. Když je uváženo, že tloušťka měděného vodiče může být i 1 mm, tak možnost k nějakým větším tvarovým modifikacím není. V mnoha WPT aplikacích využívají planární cívky k přenosu energie (ukázka je na obr. 5c), což v případě této úlohy je nevýhodné. Jako nejvhodnější se nabízí varianta válcových cívek.

Možnosti variace tvaru cívek jsou omezené a modifikační parametry mohou být pouze průměr vodiče, mezera mezi závitů a počet vrstev. Z hlediska výroby je realizace cívek s nenulovou mezerou mezi závitů náročným úkolem a nebude dále zkoumána.

V této práci bude uvažována možnost variace pouze v parametrech průměru vodiče a počtu vrstev, což ve své podstatě jsou parametry určující počet závitů. K dalšímu zkoumání byly využity měděné dráty s průměry od 0,3 mm do 0,8 mm uspořádaný maximální do tří vrstev na sobě. Některé navinuté cívky lze vidět na obrázku součástí doplňujících příloh.

Realizované cívky různých variací je potřeba porovnat z hlediska elektrických vlastností. Uvažována je pouze indukčnost (daná počtem závitů) a odpor navinutého vodiče. Parazitní kapacita navinuté cívky není uvažována. K naměření hodnot byl využit RLC měřič DT 9935 a získané výsledky pro vysílací cívky jsou zobrazeny v tab. 3. Tabulka pro přijímací cívky je součástí doplňujících příloh. Většina RLC měřičů je omezená měřícím rozsahem indukčnosti, což lze jednoduše obejít měřením vysvětleným v kapitole 2.3.2. Připojením kondenzátoru k cívce lze nalézt rezonanční frekvenci LC obvodu a s pomocí rovnice (1.2) vyjádřit hodnotu indukčnosti.

Tabulka 3: Naměřená indukčnost a odpor pro vysílací cívky s vnitřním průměrem 34 mm (Vysílací cívky)

Počet vrstev		1 vrstva		2 vrstvy		3 vrstvy	
Parametr		$R [\Omega]$	$L [\mu H]$	$R [\Omega]$	$L [\mu H]$	$R [\Omega]$	$L [\mu H]$
Průměr vodiče [mm]	0.3	0.82	25.4	1.06	93.1	1.91	190.3
	0.4	0.48	26.1	0.52	79.7	1.01	168.7
	0.5	0.31	15.3	0.37	62.5	0.46	92.3
	0.63	0.18	9.5	0.22	32.4	0.28	83.1
	0.71	0.1	8.7	0.12	24.4	0.23	55.7
	0.8	0.06	6.6	-	-	-	-

Naměřené hodnoty indukčnosti nelze považovat za přesné vzhledem k určité toleranci měřícího přístroje, nicméně je zřejmé, že v případě navinutí vodiče menšího průměru se zvětší počet závitů cívky a tím i celková indukčnost. Naměřený elektrický odpor nevykazuje nijak překvapivé výsledky a má nepřímo úměrnou závislost ku průměru drátu. Logicky větší počet vrstev znamená zvýšení počtu závitů a zároveň prodloužení délky vodiče.

5.2 Elektromagnetický oscilátor

K vytvoření elektromagnetického oscilátoru je nutné k navinutým cívkám připojit ladící kondenzátor. Hodnota kapacity se volí na základě potřebné rezonanční frekvence vypočtené podle vztahu (1.2). S ohledem na požadavky práce jsou hodnoty ladících kondenzátorů voleny tak, aby rezonanční kmitočet oscilátoru ležel v rozmezí frekvencí $< 40 \text{ kHz} ; 120 \text{ kHz} >$.

Na celkovou kvalitu přenosu má velký vliv druh vybraného kondenzátoru. Jestliže uvážíme naměřené hodnoty indukčnosti a volené rozmezí rezonanční frekvence, tak

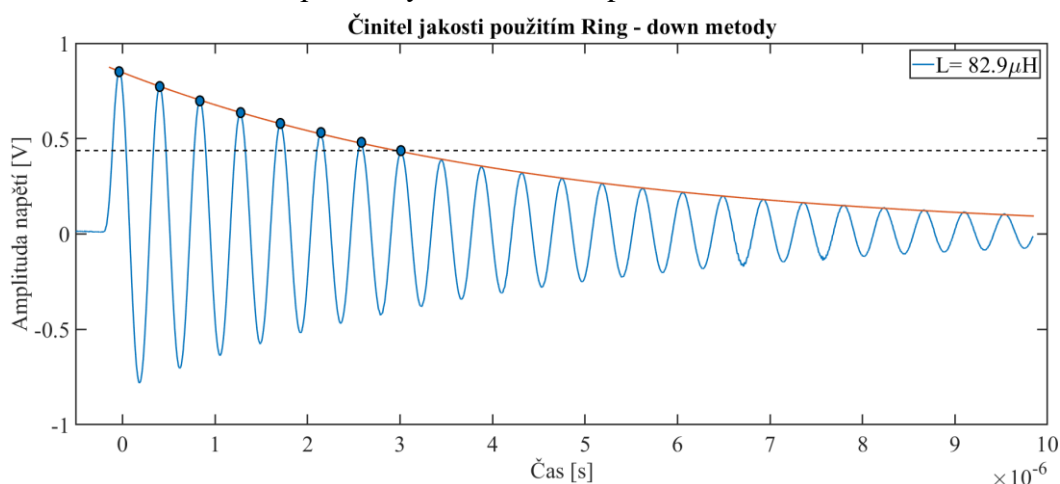
hodnoty kapacity se mohou pohybovat v rozsahu od jednotek nF až po několik μF . Důležité ovšem je si uvědomit, že proud protékající oscilátorem paralelního zapojení může být až několiknásobně vyšší než proud odebíraný ze zdroje, a tudíž by kondenzátor měl být odolný vůči vysokofrekvenčním proudům. S vyššími proudy souvisí i větší ztráty na parazitním odporu kondenzátoru.

Z uvedeného plyne, že jako nejvhodnější varianta se jeví fóliový kondenzátor. Na rozdíl od keramického má větší přesnost, což v případě ladění rezonančního obvodu je velkou výhodou. Navíc je charakterizován nízkými ztrátami na parazitním odporu a větší tepelnou stabilitou. Při experimentech s keramickými kondenzátory byla evidentní nepřesnost udávané kapacity, a především se daleko více zahřívaly. Navržený oscilátor lze podrobit jednoduchému měření s použitím signálového generátoru a ověřit si, zda zvolená rezonanční frekvence odpovídá té naměřené. Ve skutečnosti se bude mírně lišit kvůli nepřesným hodnotám indukčnosti a kapacity.

5.3 Činitel jakosti elektromagnetického oscilátoru

Důležitost určení kvality elektromagnetického oscilátoru byla vysvětlena v kapitole 2.3. Součástí byl i popis několika možných přístupů měření. Smysl této části práce je ověřit získané teoretické znalosti a determinovat hodnotu činitele jakosti pro různé typy oscilátorů. Vyhodnocení na konci této kapitoly bude mít za úkol zúžit množství všech možných variant a vybrat vhodný rezonanční obvod pro další postup práce. Pro následující experimenty bylo využito osciloskopu *Rohde&Schwartz RTB2002* a signálového generátoru *GW Instek SFG-1003*.

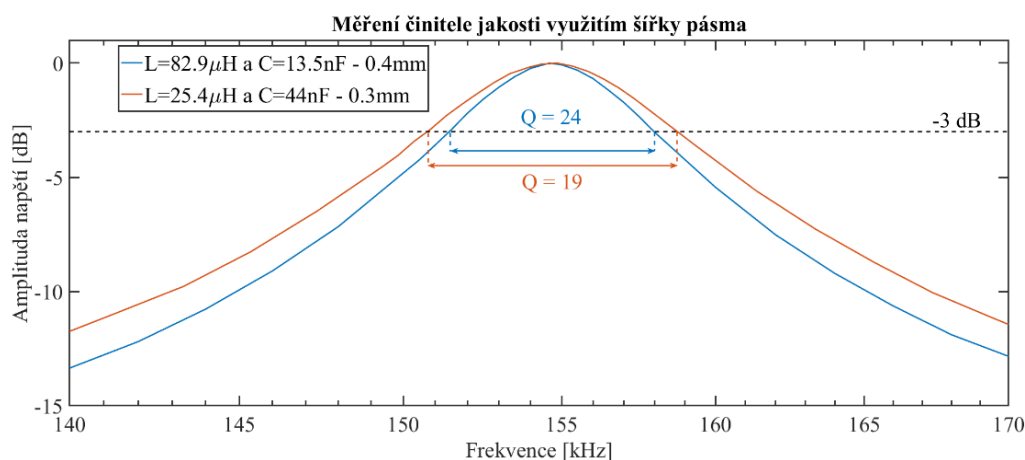
Z naměřených hodnot indukčnosti a odporu, společně s volenou kapacitou rezonančního kondenzátoru, nelze jednoduše použít vztah (1.8) pro výpočet činitele jakosti oscilátoru. Potom by závislost Q faktoru byla nepřímo úměrná volbě rezonančního kondenzátoru. Je potřeba si uvědomit, že v rovnici (1.8) figuruje hodnota odporu jako tlumící člen a s rostoucí frekvencí se zvyšují i disipační ztráty způsobené skinefektem a dalšími jevy. Přibližnou hodnotu tohoto ztrátového činitele lze nalézt užitím metody s paralelním ekvivalentním odporem vysvětlenou v kapitole 2.3.



Obr. 16: Naměřený činitel jakosti použitím metody Ring-down

Názorně je ukázán algoritmus měření činitele jakosti cívky s využitím *Ring-down* metody na obr. 16. V tomto případě ještě nebylo využito rezonančního kondenzátoru záměrně. Celkový Q faktor oscilátoru je vždy limitován Q faktorem cívky. V tomto případě byla měřena třívrstvá cívka s průměrem vinutí 0.4 mm z tab. 7. Z grafu lze vidět, že tlumené kmitání dosáhne svého polovičního výkonu po osmi periodách, a tudíž činitel jakosti je přibližně roven 36.

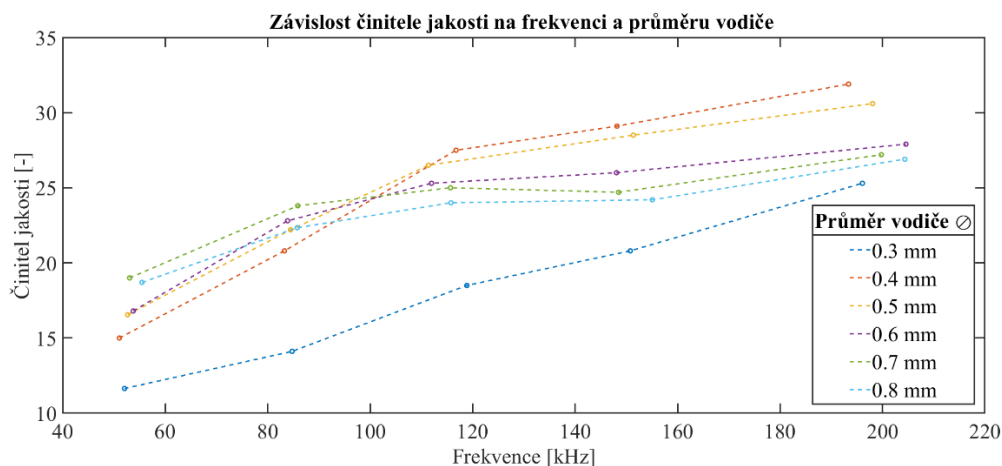
S použitím stejné cívky a ladícího kondenzátoru byl vytvořen elektromagnetický oscilátor s rezonanční frekvencí okolo 150 kHz . Tentokrát bylo pro měření činitele jakosti využito metody šířky pásma. Zároveň byl vytvořen oscilátor se stejným rezonančním kmitočtem z jednovrstvé cívky s průměrem vodiče 0.3 mm z tab. 3. Výsledky měření jsou zobrazeny na obr. 17. Z naměřených hodnot odporu vinutí pro dané cívky v tab. 3 a tab. 7 jasně plyne, že odpor vinutí u cívky s menším průměrem je vyšší, a proto je zřejmá rozšířenější šířka pásma značící nižší činitel jakosti.



Obr. 17: Naměřený činitel jakosti použitím metody šířky pásma

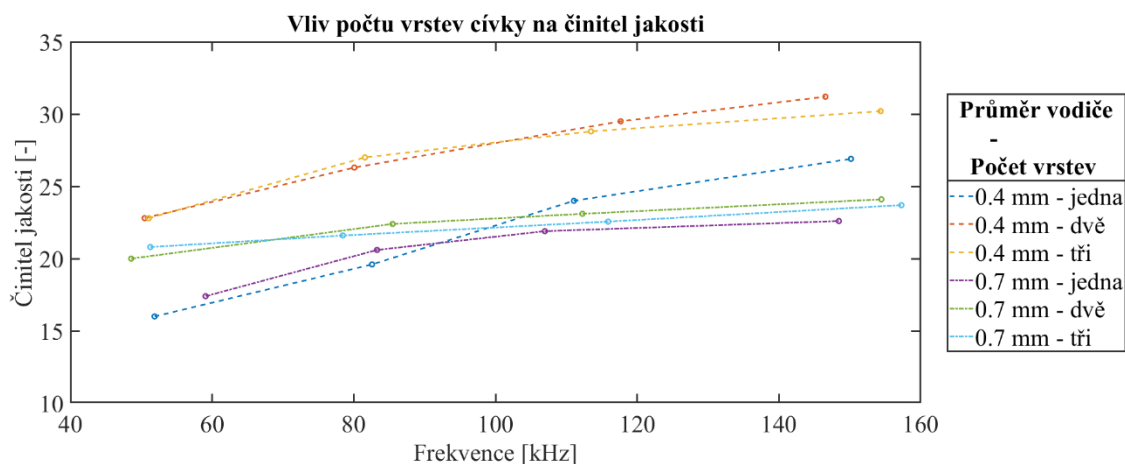
Pro vyhodnocení činitele jakosti a nalezení nejvhodnější varianty oscilátoru je důležité prověřit vliv ladícího kondenzátoru na celkovou velikost Q faktoru. V následujícím experimentu byly ke každé navinuté jednovrstvé cívce připojeny rezonanční kondenzátory tak, aby pokryly možný operační kmitočt definovaný v požadavcích práce. Tudíž lze vyhodnotit ne pouze vliv operační frekvence, ale také vliv průměru vodiče a s tím související odpor vinutí a indukčnost navinuté cívky. K měření činitele jakosti byla využita metoda šířky pásma a výsledky jsou zobrazeny na obr. 18. Rozsah frekvence je záměrně širší, aby byl dostatečně vidět postupující trend křivky. Nicméně rostoucí činitel jakosti se u všech případů oscilátoru limitně blíží k hodnotě Q faktoru cívky, který byl konkrétněji objasněn na obr. 16.

Z výsledků plyne, že pro všechny případy průměrů cívek je evidentní nárůst činitele jakosti s operační frekvencí. Nicméně nějaké větší závěry z naměřených hodnot Q faktoru v oblasti operačních frekvencí vytvářet nelze. Vzájemně svými hodnotami se velikost činitele jakosti příliš nemění. Výjimkou je cívka s průměrem 0.3 mm , u které je evidentní veliký odpor způsobující výrazné tlumení výkonu.



Obr. 18: Závislost činitele jakosti na rezonanční frekvenci a průměru vodiče

Dalším měřením je ověřen vliv počtu vrstev na výsledný činitel jakosti. Z naměřených hodnot elektrických vlastností cívek v tab. 7 je evidentní, že s rostoucím počtem vrstev roste výrazně i indukčnost cívky. Výsledky naměřených hodnot cívek s průměrem 0.4 mm a 0.7 mm jsou grafově zpracovány na obr. 19. Pro cívky s průměrem vodiče 0.4 mm znamená změna počtu vrstev výrazné zvýšení indukčnosti, což pro cívku s diametrem 0.7 mm tolik neplatí. Z grafu tedy lze vyčíst, že zvýšení indukčnosti znamená i zvýšení činitele jakosti, což se dle vztahu (1.8) dalo očekávat. Stejně jak u jednovrstvých cívek, lze vidět rostoucí tendenci se zvyšujícím se kmitočtem.



Obr. 19: Závislost činitele jakosti na rezonanční frekvenci a počtu vrstev

Z dosažených výsledků je možné prohlásit, že činitel jakosti v rozsahu operačních frekvencí nabývá hodnot okolo 25. V reálných WPT aplikacích se používají i cívky s několikanásobně vyšším Q faktorem, nicméně při uvážení vlastní výroby navinutých cívek s mnohem levnějším materiálem jsou výsledky dostatečné. Nárůst činitele jakosti s rezonanční frekvencí je zjevný ze všech měřených konfigurací. Obecně lze říci, že volba vhodného oscilátoru by měla být jakýmsi kompromisem mezi vyšší indukčností a nižší rezistivitou vinutí.

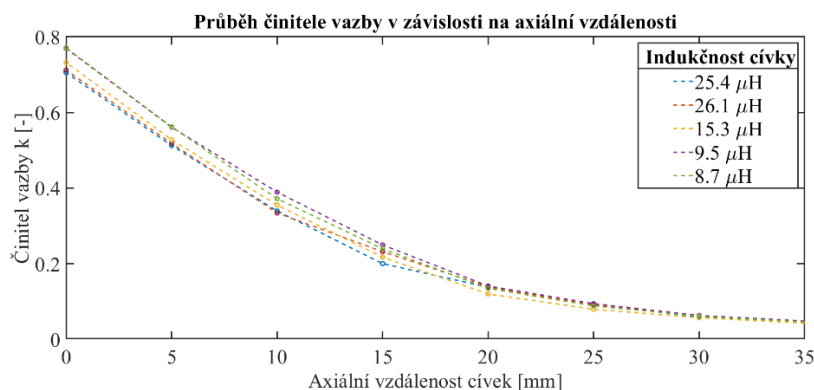
5.4 Činitel vazby

Míra vzájemné interakce mezi oběma cívkami je definována činitelem vazby. Hlavním parametrem ovlivňujícím sílu vazby je vzájemné uspořádání cívek. Tato část práce slouží pro experimentální ověření míry interakce mezi oběma obvody a poukázat na jisté charakteristické rysy vazby v rozmezí operačních konfigurací definovaných v požadavcích této úlohy.

Výsledný produkt svým geometrickým tvarem zaručuje téměř nulovou radiální vzdálenost cívek, tudíž měření činitele vazby pro kolmé posunutí k osám nebude zkoumáno a v případě zájmu čtenáře je možné odkázat na měření provedené na Q_i zařízení v pramenu [31]. Specifikované maximální naklonění cívek do 30° lze považovat za malé a podle provedených experimentů nevykazuje příliš velký vliv na celkovou vzájemnou vazbu. Stejně závěry byly ověřeny ve zdroji [32].

5.4.1 Vliv axiální vzdálenosti cívek

Průběh činitele vazby v závislosti na axiální vzdálenosti byl proveden záměrně na všech jednovrstvých vysílacích cívkách, aby byl ověřen vliv jednotlivých variant na výslednou vazbu. Příjímací obvod zůstal u všech konfigurací stejný. Naměřené výsledky metodou zmíněnou v teoretické části jsou zobrazeny na obr. 20. Logicky lze očekávat, že síla vzájemné interakce roste se zmenšující se vzdáleností mezi obvody. Činitel vazby je kromě konfiguračního uspořádání závislý také na geometrii cívek, a to kvůli množství indukčních čar procházejících skrz jejich plochu definující vzájemnou indukčnost. Konkrétněji je vliv průměru cívek na celkovou vazbu zkoumán ve studii [33]. V této práci je ovšem možnost nějaké geometrické modifikace minimální, a tudíž tvary jednotlivých variant jsou téměř stejné. Což je důvod, proč průběhy na obr. 20 mají velice podobný trend. Nicméně z výsledků jsou patrné mírné nuance s ohledem na indukčnost v oblastech kratších vzdáleností. Více navinuté cívky vykazují mírný pokles činitele vazby, což bylo ověřeno i u dalších možných konfigurací. Z naměřených hodnot je důležité si uvědomit, že specifikovaná provozní vzdálenost v intervalu $< 5\text{mm}; 20\text{mm} >$ vykazuje výrazný pokles míry vzájemné interakce a při návrhu celkového obvodu je důležité tento vliv uvažovat.



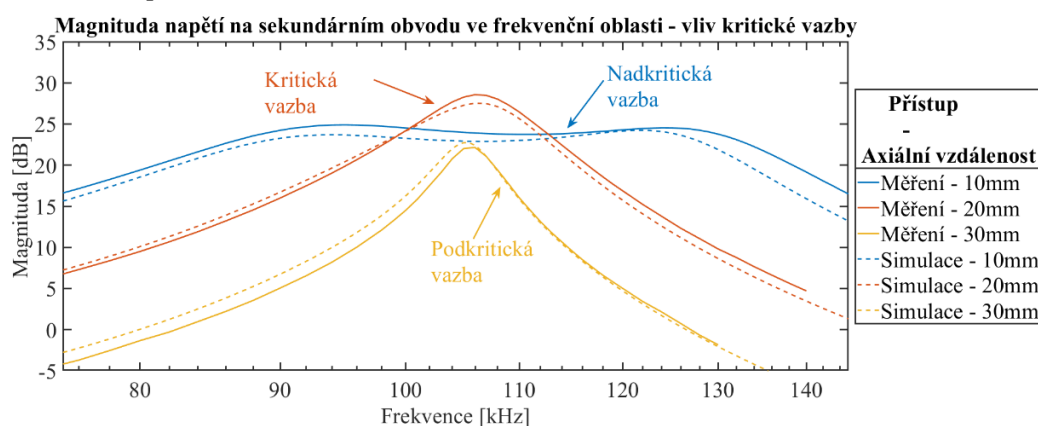
Obr. 20: Vliv axiální vzdálenosti na průběh činitele vazby

5.4.2 Kritická vazba

V případě využití rezonančního induktivního přenosu je nutné ověřit chování soustavy v oblastech silné vzájemné interakce, kde může nastat jev *frequency splitting* popsáný v kapitole 2.4 teoretické části. Cílem této části práce je nalézt kritickou hodnotu vzdálenosti, při které tento problém může nastat, a ověřit, zda se tato hodnota nachází v oblasti operačního rozmezí vzdáleností specifikovaných v požadavcích úlohy.

K nalezení hodnoty kritické vazby je nutné navrhnout elektromagnetický oscilátor s rezonančním kmitočtem pohybujícím se v oblasti operačních frekvencí. Měřicí soustava odpovídala stejnému složení jako na obr. 6 bez připojené zátěže. Vysílací a přijímací cívky ($L_T = 26.1 \mu H$ a $L_R = 82.9 \mu H$) byly doplněny o ladící kondenzátory, tak aby vykazovaly rezonanční kmitočet okolo 100 kHz . Signálový generátor se sinusovou funkcí postupně budil vysílací obvod v rozmezí frekvencí $< 70 \text{ kHz}; 140 \text{ kHz} >$ a napětí na obou stranách přenosu bylo zaznamenáváno.

Získané výsledky pro průběh napětí na přijímacím obvodu jsou zobrazeny na obr. 21. Vzájemná vzdálenost cívek byla měněna tak, aby pokryla oblast operačního prostoru, tj. rozmezí $< 10 \text{ mm}; 30 \text{ mm} >$. Výsledky byly porovnány se simulací provedenou v softwaru *LTspice*.



Obr. 21: Vliv kritické vzdálenosti na magnitudu napětí

Z výsledků jsou patrné charakteristické rysy jednotlivých typů vazeb. Přenos na větší vzdálenosti definován nižším činitelem vazby není schopen generovat dostatek napětí na přijímací straně. Naopak v případě velmi silné vazby lze vidět rozpad rezonančního kmitočtu na dvě frekvence a mírný pokles amplitudy napětí. Simulační výsledky vykazují podobné průběhy s mírnými odchylkami způsobenými nepřesně zvolenými elektrickými vlastnostmi oscilátoru, které se ještě navíc mění s frekvencí. Naměřené hodnoty názorně ukazují nesymetričnost okolo rezonančního kmitočtu, jejíž příčinou je právě rozdílný charakter oscilátoru pro obě strany frekvenční charakteristiky.

Dosažené výsledky jsou pro tuto práci velice důležité, a to z toho důvodu, že kritická vzdálenost se bude pohybovat v rozmezích operačního prostoru. Při návrhu celé bezdrátové soustavy je nutné s touto skutečností počítat, jelikož nadkritická vazba může výrazně rozladit celý obvod.

5.5 Vyhodnocení navržených konfigurací

První část této kapitoly se věnovala činiteli jakosti určující kvalitu rezonátoru. Z dosažených výsledků můžeme usoudit, že v oblasti operační frekvence se nejlépe jevíly možnosti několikavrstvých cívek charakteristických svou vysokou indukčností. Ve všech případech se celkový Q faktor zvyšoval s kmitočtem, a to z důvodu nižší hodnoty kondenzátoru. Příliš úzký profil vodiče způsobuje zvýšení odporu vinutí, naopak větší průměr znamená snížení indukčnosti. Oba tyto parametry jsou stěžejní pro výsledný činitel jakosti, a proto je záhodné volit vhodný kompromis za účelem zisku kvalitního rezonátoru.

Předmětem druhé části kapitoly bylo měření činitele vazby určující kvalitu vzájemné interakce v závislosti na vzdálenosti obvodů. Z dosažených výsledků nebyly zaznamenány nějaké větší odchylky pro jednotlivé konfigurace, což je způsobeno především faktem, že všechny varianty se liší pouze svými elektrickými vlastnostmi, ale minimálně těmi geometrickými. Nicméně zvláštnímu jevu rozpadu frekvencí v oblasti kritické vazby se nelze vyhnout žádnou z použitých variant.

Při volbě vhodné konfigurace je nutné brát zřetel i na výrobní stránku věci. Varianty tlustších vodičů jednak zvyšují hmotnost celého produktu, ale také z hlediska své poddajnosti je jejich výroba v případě válcových cívek malých rozměrů poměrně složitá.

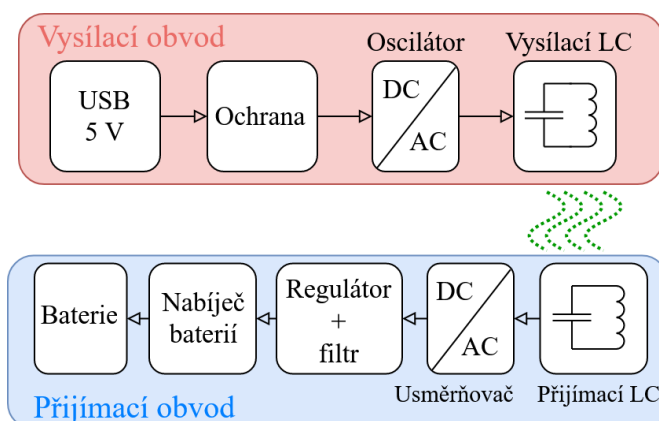
Na základě získaných výsledků bude pro další postup využito pouze cívek s průměrem vodiče 0.4 mm a 0.5 mm .

6 Návrh a realizace obvodu bezdrátového přenosu

Předchozí kapitola měla za úkol navrhnout a vyhodnotit rezonanční obvod na obou stranách přenosu. Ovšem z hlediska celkového obvodu bezdrátového nabíjení se jedná pouze o část vzájemné interakce mezi přijímacím a vysílacím zařízením. Nyní je potřeba rezonanční obvody doplnit o přídavné okruhy a vytvořit tím celkovou soustavu pro přenos energie. Takto vytvořený koncept je zobrazen na obr. 22.

Rezonátor na vysílači je nutné budit kmitočtem v řádech několika desítek kHz . K tomu je nutné navrhnout oscilační obvod, který dokáže generovat střídavé napětí na rezonanční frekvenci LC obvodu. Zároveň musí být navržen s uvážením na velikost vstupního napětí. Vzhledem k požadavku na napájení primárního obvodu z USB je tohle stejnosměrné napětí dáno 5 V . Celkový obvod je ještě vhodné doplnit o ochranu v případě nežádoucích stavů.

Na straně přijímače je nejprve potřeba střídavé napětí generované na rezonátoru usměrnit a poskytnout tak zátěži zdroj konstantního napětí. To může nabývat různých hodnot své velikosti v závislosti na vzájemné vazbě cívek, a proto je nutné napětí regulovat podle požadavků zátěže. Zátěž v případě této práce představuje nabíjecí obvod s baterií.



Obr. 22: Koncept systému bezdrátového přenosu

První část této kapitoly se bude zabývat návrhem jednotlivých okruhů a volbou vhodných komponent. Následovat bude realizace desky plošných spojů a její testování. Důležitým bodem poté bude vyhodnocení přenosu z hlediska účinnosti pro několik variant vytvořených elektromagnetických oscilátorů. Součástí vyhodnocení bude i vyjádření energetické bilance a poukázání na ztrátové složky bezdrátového přenosu. Na základě dosažených výsledků bude z celkového množství testovaných rezonátorů vybrána nejvhodnější varianta, jenž zaručí splnění vytyčených požadavků práce.

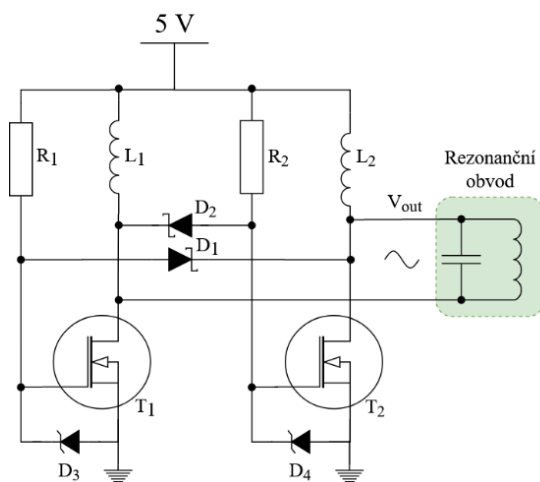
6.1 Vysílací obvod

Primární obvod napájený z *micro USB* umožňuje dodat do systému výkon až 5 W. Nicméně je nutné uvažovat i zapojený zdroj s limitovaným proudem například v počítačích, kde maximální možný dodaný proud při 5 V nepřekročí 0.5 A. Za USB konektor je vhodné připojit ochranu v případě přepětí v systému. V této práci byl využit ochranný kontrolér *NCP361*, který kromě napěťové disponuje i proudovou ochranou.

6.1.1 Návrh oscilačního obvodu

V kapitole 5.4.2 byl experimentálně ověřen vliv nadkritické vazby, který způsoboval rozpad rezonančních frekvencí. Navržený oscilátor by měl být optimalizovaný tak, aby dokázal budit LC obvod na hodnotě rezonančního kmitočtu, což v případě nadkritické vazby může být problém. Z toho důvodu se nabízí příjemná možnost využití samo rezonančních oscilátorů. Jedním z nich je Royerův oscilátor, který je schopný se přizpůsobit na frekvenci vykazující maximální výkon na LC obvodu. Svými vlastnostmi je hojně využíván i v mnoha WPT aplikacích [34], [35], a to především kvůli své jednoduchosti, nízké ceně a použití minimálního počtu komponentů. I z těchto důvodů je jeho použití pro tuto práci výhodné. Dalším charakteristickým rysem tohoto obvodu je, že tranzistory, které ke svému fungování využívá, spínají při nulovém napětí. Což jednak vede ke snížení přepínacích ztrát, ale také ho umožňuje využít pro obvody napájené pouze 5 V. Klasický Royerův oscilátor patří do skupiny relaxačních oscilátorů, jejichž výstupní signál je obdélníkový, ale jeho spojením s rezonančním paralelním LC obvodem vzniká jeho harmonická modifikace.

Obr. 23 zobrazuje schéma modifikovaného Royerova oscilátoru. Ač se zdá být obvod komplikovaný, jeho princip fungování není tolik složitý. Tímto je možné čtenáře odkázat na kvalitně zpracované odborné práce zabývající se jeho popisem například v pramenech [34] a [36]. V následující části kapitoly bude vysvětlena volba jednotlivých komponent a jejich důvod použití.



Obr. 23: Modifikovaný Royerův oscilátor

MOSFET

Hlavními řídicími prvky obvodu jsou MOSFET tranzistory T1 a T2, které se střídavě spínají na téměř nulových napěťových hladinách. Jejich rychlost odezvy musí být dostatečná, aby byly schopné spínat na rezonančních frekvencích. Vzhledem k velikosti vstupního napětí je nutné vybírat v kategorii tzv. *Logic Level Mosfet*, což je skupina tranzistorů, které jsou schopné spínat i na TTL napěťových hladinách. Tento typ MOSFET tranzistorů se vyznačují nízkou rezistivitou v sepnutém stavu, a to v řádech i několika $m\Omega$. Řídicí prvek by měl dimenzován alespoň na čtyřikrát větší napětí, než je napětí vstupní, a to z toho důvodu, že v případě použití rezonančního obvodu s vysokým činitelem jakosti může vliv rezonance několikanásobně zesílit vstupní napětí.

V návrhu Royerova oscilátoru byla v tomto případě zvolena varianta MOSFET tranzistoru *IRLZ44N*. Svými vlastnostmi nabízí nízkou rezistivitu v sepnutém stavu a vzhledem k relativně malým proudům v obvodu budou jeho disipační ztráty minimální. Z toho důvodu jej není nutné osazovat chladičem, což vzhledem k aplikaci ve vestavěných systémech může být velkou výhodou. Vlastnost nízké hodnoty prahového napětí ho řadí do skupiny *Logic Level Mosfet*. Vysoká přepínací frekvence a nízká vstupní kapacitance na gate jej umožňuje bez problému využít pro pracovní oblast kmitočtů této práce. Maximální vstupní napětí MOSFET tranzistoru je dostatečné i pro zesílený rezonanční stav. Vnitřní struktura tranzistoru je doplněna i o body diodu, nicméně z ochranných důvodů bylo nutné připojit zenerovy diody D3 a D4. Jejich použitím lze limitovat napětí na gate MOSFETu, a tím zaručit nepřekročení maximální hodnoty jenž by mohlo znamenat trvalé poškození. Pro správné fungování těchto zenerových diod je nutné, aby jejich závěrné napětí bylo dimenzováno lehce pod maximální napětí na gate tranzistoru.

Schottky diody D1 a D2

Schottky diody D1 a D2 spojující kolektor jednoho tranzistoru s řídicí elektrodou tranzistoru druhého slouží pro odsátí náboje z gate. Jejich rychlost by měla být dostatečná, aby umožňovala rychlé vypnutí MOSFETu. Jako alternativou může být použití FRD diod (*Fast recovery diodes*), které jsou charakterizovány svým rychlým vypnutím, nicméně jejich nevýhodou je vyšší pokles napětí v propustném směru. Diody je stejně tak potřeba dimenzovat na vstupní napětí s uvažováním stavu rezonance.

V návrhu Royerova oscilátoru byly zvoleny často používané schottky diody *1N5819*, které jsou dimenzovány na závěrné napětí do 40 V. Svým nízkým úbytkem napětí jsou vhodným kandidátem i z hlediska ztrát.

Rezistory na řídicích elektrodách

Rezistory na řídicí elektrodách jsou důležité hned z několika důvodů. Jednak limitují proudové špičky na gate MOSFETu, aby nedošlo k poškození. Rezistor společně se vstupní kapacitancí na řídicí elektrodě tvoří RC členek o určité časové konstantě. Vysoká hodnota odporu by znamenala zvýšení spínací prodlevy a tím by celou přepínací charakteristiku tlumila. Naopak příliš nízká hodnota znamená zrychlení spínacího děje, ale na druhou stranu může způsobovat parazitický oscilační jev na řídicí elektrodě. Při výběru vhodné hodnoty rezistoru je nutné uvažovat i tepelné ztráty.

Po odzkoušení několika možných variant bylo v této práci využito odporu $100\ \Omega$. Vyšší hodnoty rezistance výrazně prodlužovaly spínací děj tranzistoru vlivem vyšších časových konstant. Nevýhodou tak nízkého odporu jsou především tepelné ztráty, které je nutné při výkonovém dimenzování uvažovat. S protékajícím pulsujeícím proudem 50 mA jsou rezistory hlavním komponentem snižujícím účinnost celého Royerova oscilátoru.

Tlumivky L1 a L2

Navržený Royerův oscilátor je ještě doplněn o tlumivky L1 a L2 mezi zdrojem a kolektorem tranzistorů. Jejich důvod použití je především k tlumení proudových špiček, které by mohly znamenat poškození MOSFETu. Velký odběr ze zdroje nastává především v momentě začátku celého děje, kdy rezonátor není ještě plně proudově nasycený. V průběhu oscilace poté tlumivky slouží k vyhlazování proudu vtékajícího do LC obvodu. Impedance tlumivky by měla být několikanásobně vyšší než impedance primární cívky a zároveň musí být dimenzována tak, aby byla schopná udržet proud ze zdroje. Dalším parametrem pro výběr komponent L1 a L2 je rezistance vinutí, která by měla být co nejnižší kvůli tepelným ztrátám.

V této práci bylo využito výkonového induktoru *SRN1060* s indukčností $220\ \mu\text{H}$. Volba této varianty byla podmíněna především prostorovým požadavkům. Jedná se o variantu vhodnou pro povrchovou montáž a svou velikostí byla přijatelným kandidátem. Zároveň se jedná o tlumivku, která je částečně stíněná. Svými vlastnostmi je vhodná i z hlediska nízké hodnoty rezistance.

6.2 Přijímací obvod

Přijímací obvod se skládá z rezonátoru, usměrňovače, filtračních a regulačních prvků a zátěže, která je v této práci reprezentována baterií. Následující odstavce slouží k popisu jednotlivých částí a výběr konkrétních komponent.

Usměrňovač

K usměrnění generovaného střídavého napětí na rezonančním obvodu byl využit klasický můstkový usměrňovač. Jeho dimenzování je nutné přizpůsobit velikosti napětí na LC obvodě. Zároveň je vhodné minimalizovat úbytek napětí na diodách, aby zátěž mohla využít, co největší možnou část z přenesené energie.

S ohledem na navržený vysílací obvod, kde velikost napětí na primárním obvodě může dosáhnout velikosti až čtyřikrát větší, než je vstupní napětí do systému, by byly vybrány schottky diody *RSX301L*. Maximální napětí v závěrném směru je vzhledem ke generovanému napětí dostatečné a s nízkým úbytkem napětí na diodách 0.42 V je tato varianta vhodná pro tuto aplikaci. Výstupní napětí z usměrňovače není ryze stejnosměrné a je nutné ho nejprve vyhladit s použitím paralelního kondenzátoru.

Regulátor

Filtrované napětí může nabývat různých velikostí v závislosti na vazbě mezi přijímacím a vysílacím obvodem. Nabíječ baterií ovšem potřebuje napětí ve specifikovaných mezích a k tomu je nutné použít regulátor s výstupním napětím potřebným pro zátěž. Použití lineárního regulátoru není vhodná varianta, a to z důvodu velmi nízké účinnosti, která je závislá na rozdílu vstupního a výstupního napětí. Navíc výstupní proudová charakteristika má lineární průběh v závislosti na napěťové diferencii. Právě tato diference je kritický parametr, jelikož vstupní napětí může být do značné míry variabilní v závislosti na činiteli vazby přenosu. Druhá slibnější varianta je použití spínaných regulátorů. Jejich disipační ztráty pro zisk stabilizovaného napětí jsou minimální. Hlavním úskalím použití spínaných regulátorů je jejich cena.

Především kvůli velice nízké účinnosti lineárních regulátorů a vysoké ceně spínaných stabilizátorů, bylo rozhodnuto jejich nevyužití a nahrazení integrovaným regulátorem v chipu nabíječe baterií.

Chip nabíječe baterií

S rozhodnutím nevyužít stabilizátor je potřeba zvolit integrovaný obvod nabíječe baterií s ohledem na vstupní napětí, které může nabývat hodnot i 15 V (experimentálně ověřeno v příštích kapitolách). Požadavek této úlohy na nabíjení 300 mAh baterie vede k volbě chipu s výstupním napětím 4.2 V. Možnosti nabíječe baterií by měly být rozšířeny o detekci jednotlivých nabíjecích stavů.

V návrhu prototypu bylo využito chipu *BQ24013*, který je charakterizovaný svým širokým vstupním napěťovým rozmezím a integrovaným regulátorem. Svým výstupním napětím umožňuje nabíjet baterie typu Li-Ion a Li-Pol. Volba programovatelného rezistoru určujícího velikost nabíjecího proudu nebyla při návrhu rozhodnuta a design DPS umožnil připojení volitelného odporu.

Zátěž

Z vytyčených požadavků práce plyne, že zátěží celého systému bude baterie s kapacitou 300 mAh. Vzhledem k prostorovému uspořádání a nízké ceně byla vybrána baterie typu Li-Pol s nominálním napětím 3.7 V.

6.3 Návrh prototypu plošného spoje

Prvotní realizace desky plošného spoje byla vytvořena za účelem testování systému bezdrátového přenosu, a tudíž při návrhu nebyl kladen důraz na prostorové uspořádání či finanční úsporu. Při návrhu výsledného demonstrátoru již byly tyto požadavky zahrnuty a podrobněji budou vysvětleny v kapitole 8.2. Schéma zapojení je k nahlédnutí v elektronických přílohách. Samotná výroba desky byla svěřena firmě *Gatema*.

Je vhodné upozornit čtenáře, že při vývoji a testování celkového obvodu se nejprve postupovalo podle běžných praktik za použití nepájivých polí. Nicméně je důležité si uvědomit, že v této aplikaci je využíváno sice nízkofrekvenčních signálů, ale dostatečně vysokých na tolik, aby byla funkčnost na nepájivém poli výrazně omezená.

Při takovémto postupu vývoje je nutné brát v potaz, že naměřené výsledky mohou být nepřesné a životnost řídicích komponent ve frekvenčních částech obvodu značně zkrácená.

Vysílací a přijímací část na desce byly řádně odděleny a komponenty využívaly dvě vrstvy ke svému fungování. Při prostorovém uspořádání jednotlivých prvků obvodu byly využívány doporučené a referenční designy uvedené v dokumentaci konkrétních komponent. Pro většinu pasivních součástek byla volena velikost SMD pouzdra 0805. Na několika důležitých částech desky byly vyvedeny testovací uzly, které umožňují prvotní obvod testovat a ladit. Zároveň byla deska doplněna o několik rozpojovacích uzlů, které slouží pro měření proudu.

Vzhledem k dané problematice jsou některé části obvodu kritické a je nutné jejich designu věnovat zvláštní pozornost. Především se jedná o samotný rezonanční obvod. Jak již bylo zmíněno, tak v rezonátoru mohou téct proudy několikanásobně vyšší než proudy ze zdroje, a proto by tomu měla být přizpůsobena i tloušťka spoje. Oba prvky LC obvodu by měly být umístěny co nejblíže k sobě, aby minimalizovaly rezistanci, která by způsobovala snížení kvality rezonátoru. Zemnicí plocha by měla být co nejvíce rozlita po celé ploše desky.

Navrhovaný prototyp měl sloužit především pro testování několika variant rezonančních obvodů a na základě výsledků vybrat nejvhodnější kombinaci, která by mohla být použita při návrhu výsledného demonstrátoru. Tomuto faktu musela být přizpůsobena i možnost výměny součástek LC obvodu, a proto byly vyvedeny konektory pro snadnější manipulaci.

Přijímací část obvodu svým navržením umožňovala připojení dvou typů zátěží. Jednak se jednalo o samotný nabíjecí chip společně s baterií, ale také byla vyvedena možnost připojení odporové zátěže. Tato varianta byla využita pro vyhodnocení účinnosti bezdrátového přenosu energie v závislosti na velikosti zátěže.

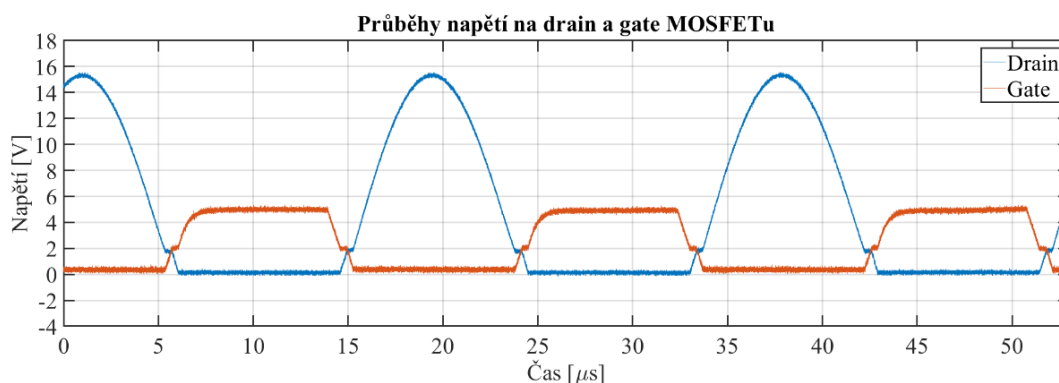
7 Testování obvodu bezdrátového přenosu

Navržený a realizovaný obvod bezdrátového přenosu je potřeba otestovat a vyhodnotit z hlediska účinnosti a stability. Z dosažených výsledků několika různých konfigurací je poté nutné soustavu optimalizovat pro návrh výsledného demonstrátoru splňující požadavky této práce.

7.1 Testování vysílacího obvodu

Nejsložitější částí celé realizované soustavy bezdrátového přenosu z hlediska návrhu elektroniky je rozhodně Royerův oscilátor. Tudíž je nutné ověřit funkčnost jednotlivých komponent. Naměřené průběhy napětí na řídicí elektrodě a drainu tranzistoru jsou zobrazeny na obr. 24. V tomto případě bylo využito rezonančního obvodu s parametry $C_1 = 122 \text{ nF}$ a $L_1 = 79.7 \text{ }\mu\text{H}$. Vytvořený LC obvod je charakterizován rezonančním kmitočtem $f_r = 51.4 \text{ kHz}$.

Naměřené výsledky potvrzují charakter Royerova oscilátoru, který je schopný se automaticky naladit na frekvenci danou LC obvodem. Tato vlastnost ovšem platí pouze ve stavu bez zátěže, jejíž vliv může operační kmitočet výrazně změnit a bude podrobněji zkoumán v příštích kapitolách. Dále je možné zaznamenat moment sepnutí tranzistoru, kdy řídicí elektroda spíná MOSFET při nulové napěťové hladině, což je důvod proč Royerův oscilátor patří do skupiny ZVS Driver (*Zero Voltage Switching*).

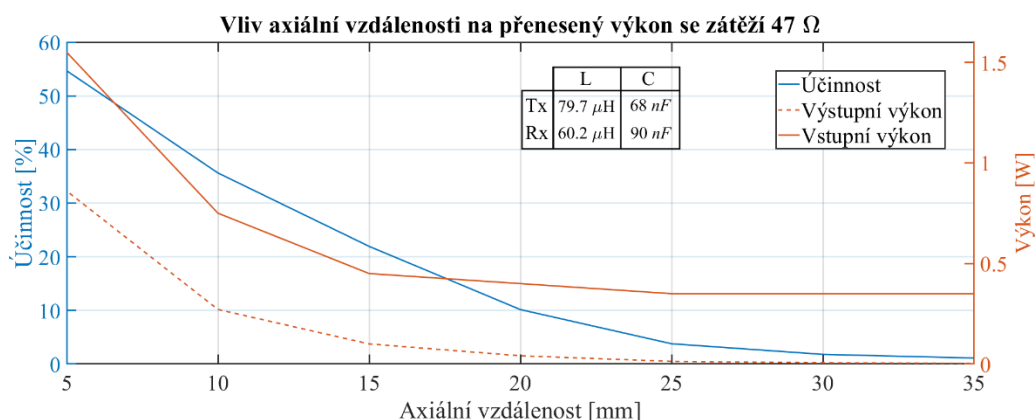


Obr. 24: Průběhy napětí na drain a gate MOSFETu

Z naměřených průběhů je také patrné výrazné zesílení napětí na kolektoru MOSFETu, které dosahuje π násobku hodnoty vstupního napětí, což bylo několikrát odvozeno například v [37]. Při pohledu na průběh napětí na řídicí elektrodě je patrná náběžná hrana s časovou konstantou, odpovídající součinu vstupní impedance a zvoleného rezistoru. Vzhledem k volbě velikosti odporu $100 \text{ }\Omega$ je tato konstanta velice malá a míra odezvy rychlá. Volba velikosti odporu je vždy jakýmsi kompromisem mezi teplenými ztrátami na odporu a přepínacími ztrátami na řídicí elektrodě.

7.2 Účinnost přenosu v závislosti na axiální vzdálenosti

Z hlediska možného uspořádání cívek je závislost axiální vzdálenosti na účinnosti nejvíce kritická. Radiální posunutí a vzájemné natočení cívek je z definovaných požadavků zaručeno v minimálním rozmezí a nebude předmětem dalšího vyhodnocování. Z provedených experimentů různých konfigurací rezonančních obvodů byl průběh účinnosti v závislosti na vzdálenosti velice podobný. Obr. 25 názorně ukazuje naměřené hodnoty vstupního a přeneseného výkonu pro jednu z možných variant se zátěží $47\ \Omega$. V tomto případě byly oba LC obvody naladěny na stejnou rezonanční frekvenci.



Obr. 25: Účinnost a přenesený výkon v závislosti na axiální vzdálenosti

Oblast zájmu této práce je v rozmezí $< 5\text{mm}; 20\text{mm} >$, kde křivka účinnosti téměř lineárně roste. V případě WPT aplikací využívající pouze indukční vazbu bez rezonančních účinků je závislost vzdálenosti na účinnosti nepřímě úměrná a přenos energie je efektivní pouze v oblastech velice blízkých. Naopak přenesený a vstupující výkon má spíše exponenciální charakter a pro různé konfigurace rezonančních obvodů se výrazně liší. Při správném uložení vysílacího a přijímacího zařízení v reálné aplikaci bude vzdálenost cívek zaručena do $10\ \text{mm}$ a účinnost přenosu může být až $50\ \%$. Zajímavý je i průběh vstupního výkonu ve vzdálených oblastech. Při nulové interakci mezi oběma zařízeními se odebíraný proud z $5\ \text{V}$ zdroje pohybuje do $100\ \text{mA}$.

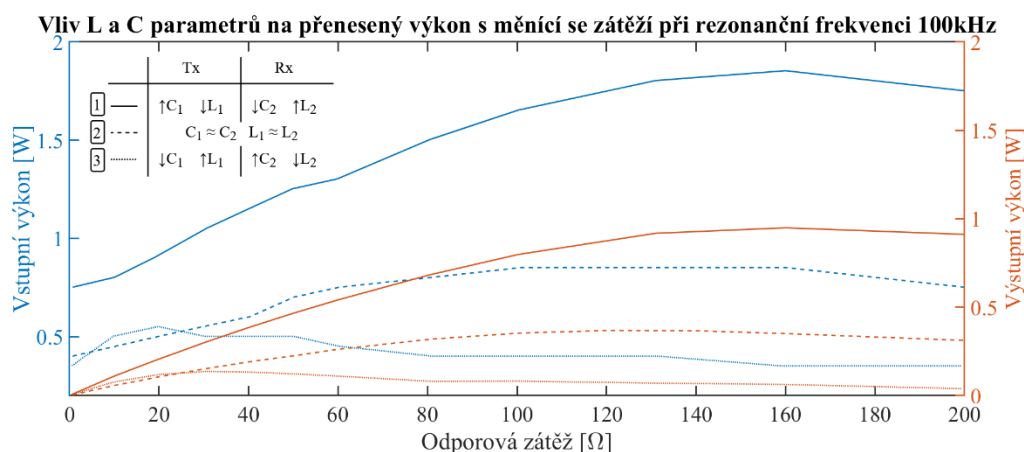
7.3 Účinnost přenosu v závislosti na zátěži

Při testování systému je nevýhodné využít baterii jako zátěž, a tudíž je žádoucí nalézt ekvivalentní element, jenž může průběh nabíjení nahradit. Celý nabíjecí děj ovšem nelze rovnocenně nahradit fixní hodnotou odporu, jelikož kompletní nabíjecí charakteristika se skládá z části konstantního proudu a konstantního napětí. Z toho důvodu se nabíjecí proces baterie jeví jako dynamická odporová zátěž, což znamená, že je nutné vyhodnotit přenos energie i z hlediska závislosti na velikosti odporové zátěže.

Kvalita rezonančního obvodu již byla podrobně zkoumána v předchozích kapitolách, nicméně ještě nebylo provedené měření účinnosti v závislosti na parametrech indukčnosti a kapacity rezonančního obvodu. Právě v první části této kapitoly bude jejich kombinace v závislosti na velikosti zátěže vyhodnocována. Variabilní odporová zátěž zároveň představuje veliký problém z hlediska rozpadu frekvence, což bude prokázáno v druhé části kapitoly.

7.3.1 Vliv L a C parametrů rezonančního obvodu na charakter přenosu

Vzájemná kombinace parametrů indukčnosti a kapacity hraje významnou roli určující celkový charakter přenosu. Spojení těchto dvou elementů je tvořen rezonanční obvod charakterizovaný rezonanční frekvencí f_r vypočtenou podle vztahu (1.2). Následující experimenty měly za úkol demonstrovat vliv vzájemného poměru. S využitím cívky s velkou indukčností a kondenzátoru s nižší kapacitou bude celková reaktance vysoká a proud oscilující v paralelním obvodu nízký. Naopak zvyšující se hodnota kondenzátoru snižuje reaktanci a tím zvyšuje velikost proudu v rezonátoru. Právě kombinace těchto parametrů může znamenat výrazně odlišné chování celého systému.



Obr. 26: Přenesený výkon v závislosti na kombinaci parametrů L a C

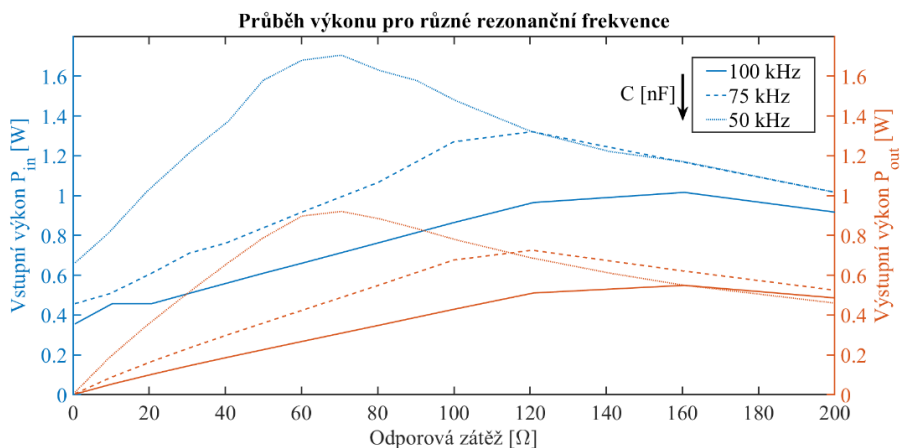
Měření několika kombinací rezonančních obvodů je zobrazeno na obr. 26. Konkrétní hodnoty jednotlivých konfigurací jsou zmíněny v tab. 4. Měření bylo provedeno na vzdálenosti 10 mm bez radiálního posuvu či úhlu natočení. S využitím vzorce (1.2) a tab. 4 je možné si povšimnout, že rezonanční frekvence primárního a sekundárního obvodu se značně liší. Tento záměr bude zdůvodněn v příští kapitole.

Tabulka 4: Konkrétní hodnoty využité při měření zobrazeného na obr. 26

Kombinace	Vysílací obvod		Přijímací obvod	
	C_1 [nF]	L_1 [μ H]	C_2 [nF]	L_2 [μ H]
1	100	26.1	20	83
2	33.5	79.7	30	60.2
3	18.3	130	100	17.2

Z naměřených výsledků je evidentní vliv kapacity vysílacího obvodu, kde vyšší hodnota kondenzátoru znamená nárůst celkového výkonu v obvodu. Což může být výhodou vzhledem k množství přeneseného výkonu, na druhou stranu je nutné uvažovat velikost proudu tekoucího ze zdroje. Jestliže indukčnost vysílací cívky je výrazně vyšší než indukčnost přijímací, tak převodový poměr napětí vzduchového transformátoru způsobuje generování nižšího napětí na zátěži. Z důvodu přehlednosti nebyla vykreslena křivka účinnosti, nicméně je možné si povšimnout, že první a druhá kombinace rezonančních obvodů vykazují podobné průběhy účinnosti a při vyšších hodnotách odporové zátěže se tyto hodnoty pohybují okolo 50 %. V případě třetí kombinace je efektivita přenosu výrazně snížena a účinnost nedosahuje ani poloviny hodnot předchozích variant.

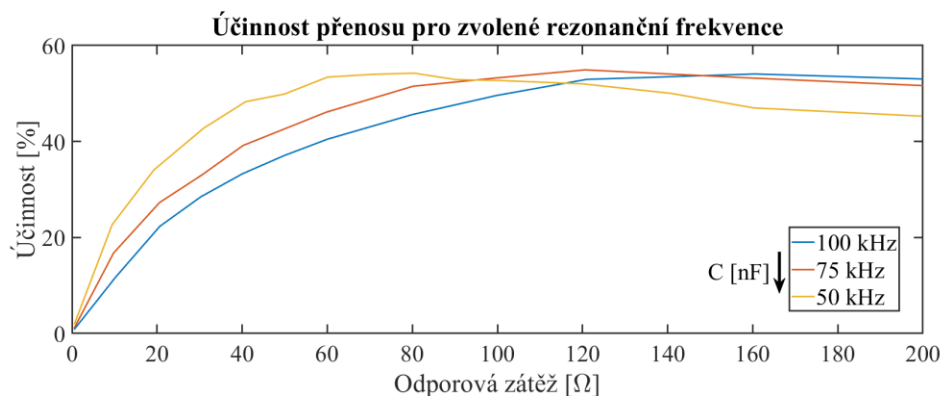
Další experiment si kladl za cíl ověřit vliv velikosti kondenzátoru na přenesený výkon. V tomto případě byla pro všechna měření využita stejná kombinace cívek (konkrétně kombinace č. 2 z tab. 4). Společně s různými hodnotami kondenzátoru byly rezonanční obvody naladěny do rezonančních frekvencí 100kHz, 75kHz a 50kHz. Výsledky takto provedených měření jsou zobrazeny na obr. 27.



Obr. 27: Přenesený výkon v závislosti na hodnotě kondenzátoru určující f_r

Z těchto výsledků je taktéž evidentní pokles přeneseného výkonu vlivem nižších hodnot kapacity. Tento výsledek je pro práci velice důležitý a je nutné zvolit operační kmitočet obvodu na základě potřebného výkonu na zátěži. V případě frekvence 100kHz je maximální výstupní výkon pouze 0.5 W, což pro nabíjení baterie vyšším nominálním proudem může být nedostačující. V závislosti na odporové zátěži je možné si všimnout, že křivky výkonu dosahují svých maxim pro různé hodnoty odporu. Se snižující se operační frekvencí se tyto maxima objevují v nižších hodnotách zátěže. Zároveň tyto maxima reprezentují stav systému s nejvyšší účinností. Důvod těchto jevů bude zdůvodněn v příští kapitole.

Z hlediska efektivity přenosu je vliv zvolené operační frekvence minimální a obr. 28 vykresluje průběh účinnosti jednotlivých rezonančních kmitočtů. Jedná se o stejné obvody využité při experimentech na obr. 27. Strmost nárůstu účinnosti koresponduje s křivkami výkonu.

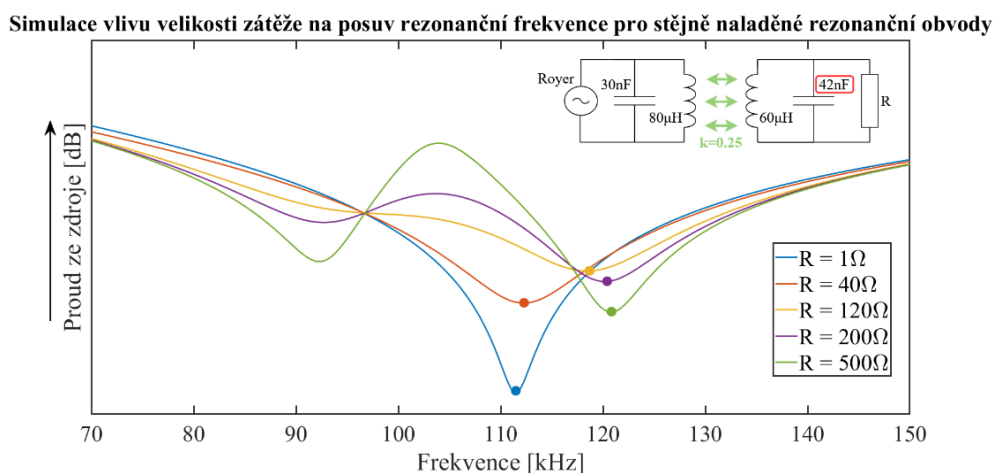


Obr. 28: Účinnost přenosu pro různé operační frekvence

7.3.2 Vliv velikosti zátěže na posuv pracovního bodu oscilátoru

V kapitole 2.4 a 5.4.2 byla vysvětlena a experimentálně ověřena problematika týkající se kritické vazby, která je charakteristická rozpadem rezonanční frekvence. Všechna měření ovšem byla realizována bez připojené zátěže. Navržený Royerův oscilátor je charakteristický pro svoji schopnost rozkmitat obvod na rezonanční frekvenci LC tanku. Nicméně v momentě, kdy vazba přesáhne kritickou hodnotu, vykazuje LC obvod dvě rezonanční frekvence a Royerův oscilátor se vždy naladí na kmitočet, který vykazuje minimální odběr ze zdroje. Ten je závislý na velikosti zátěže a s ohledem na nabíjecí profil baterie, bude mít zatěžovací charakteristika dynamický průběh.

Z uvedeného plyne, že rozpad rezonanční frekvence není závislý pouze na vzájemné vazbě mezi obvody, ale také na zátěži připojené k přijímacímu obvodu. K tomu, aby byla řádně vysvětlena tato problematika, bylo zapotřebí využít simulačního software LTspice, který dokáže simulovat vliv zátěže ve frekvenční oblasti, a tím názorně vytvořit představu o zmíněném rozpadu rezonančního kmitočtu. V těchto výpočtech je nutné zaručit konstantní činitel vazby, tudíž pevnou vzduchovou mezeru mezi cívkami.

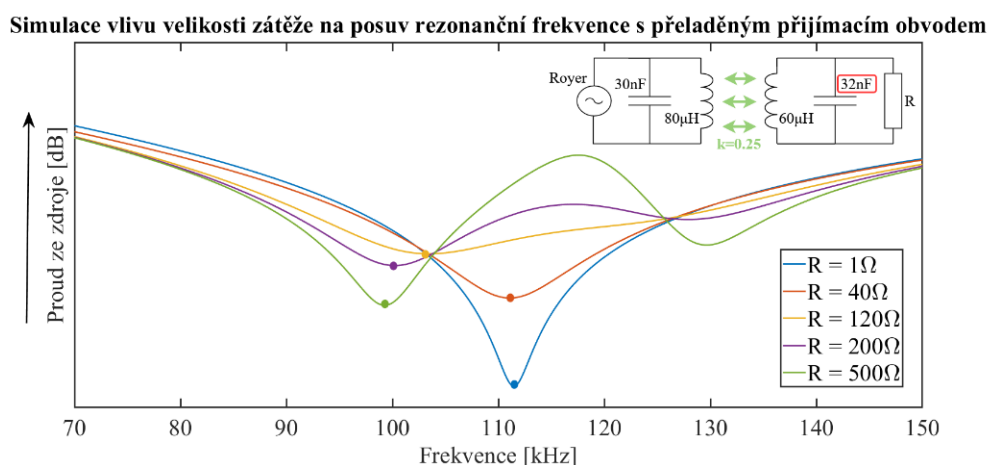


Obr. 29: Posuv rezonanční frekvence pro stejně naladěné rezonanční obvody

Obr. 29 názorně představuje simulační výsledky odběru ze zdroje pro různé velikosti zátěže. Oba rezonanční obvody jsou naladěny na stejné rezonanční frekvence tj. 102 kHz . Vlivem silné vazby mezi oběma cívkami je simulovaný rezonanční kmitočet při nízkých hodnotách zátěže mírně vychýlen od vypočtené hodnoty. Se zvětšující se velikostí odporové zátěže se ve frekvenční oblasti začínají vyskytovat dva stacionární body, z nichž jeden představuje globální minimum odebíraného proudu, které se stává pracovním bodem Royerova oscilátoru. Tyto body jsou zvýrazněny v obr. 29. Dále je možné zpozorovat, že pracovní body oscilátoru se ve frekvenční oblasti vlivem rostoucí velikosti zátěže posouvají směrem doprava. To znamená, že se čím dál více vzdalují od rezonanční frekvence samotných LC obvodů, což má za následek snížení celkové účinnosti přenosu. Ze získaných simulačních výsledků lze také určit optimální velikost zátěže, která představuje hodnotu maximálního výkonu. S přihlédnutím na průběhy zobrazené na obr. 29 je možné tuto optimální hodnotu odporové zátěže přiřadit žluté křivce, která vykazuje maximální příkon.

Jestliže se přijímací rezonanční LC obvod záměrně lehce odladí od kmitočtu vysílacího obvodu, tak frekvenční charakteristika odebíraného proudu se výrazně změní. Tato odlišnost je názorně představena na simulačních výsledcích na obr. 30. V tomto případě byla kapacita přijímacího obvodu mírně snížena, což vede ke zvýšení charakteristického rezonančního kmitočtu sekundárního obvodu na hodnotu 115 kHz . Jestliže by se naopak snížil rezonanční kmitočet odladěného obvodu, tak by křivky ve frekvenční oblasti vykazovaly podobné průběhy jako tomu bylo na obr. 29.

V případě výsledků na obr. 30 je vidět, že při zvyšující se velikosti zátěže se pracovní body Royerova oscilátoru pohybují směrem doleva. Je evidentní, že globální minima jednotlivých křivek se pohybují v těsné blízkosti rezonančního kmitočtu vysílacího obvodu (tj. 102 kHz). Tato skutečnost vede ke zvýšení celkové kvality přenosu a zároveň k vyšší efektivitě. Stejně jak tomu bylo v případě shodně naladěných rezonančních obvodů, tak i zde je optimální hodnota zátěže reprezentována žlutou křivkou, která vykazuje maximální příkon.



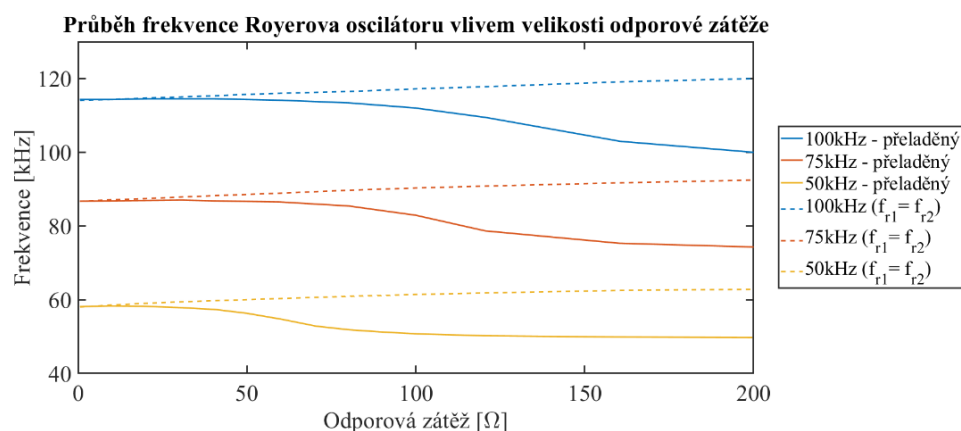
Obr. 30: Posuv rezonanční frekvence s odladěným přijímacím obvodem

Správnost simulačních výsledků je nutné ověřit na reálné soustavě. Z toho důvodu bylo provedeno několik měření, které měly za úkol porovnat frekvenční průběhy Royerova oscilátoru jednak pro shodně naladěné rezonanční obvody, ale také pro odladěný sekundární obvod. Ve všech případech bylo využito stejné kombinace cívek $L_1 = 79.7 \mu H$; $L_2 = 60.2 \mu H$. Konkrétní hodnoty kondenzátorů pro jednotlivá měření jsou zobrazeny v tab. 5. Z tabulky je evidentní, že složení vysílacího obvodu pro jednotlivé rezonanční kmitočty zůstalo totožné, kdežto velikost kapacity sekundární strany přenosu byla záměrně odladována. Vzájemná vazba mezi oběma cívkami byla pro všechna měření shodná s axiální vzdáleností 10 mm.

Tabulka 5: Konkrétní hodnoty využité při měření posuvu pracovního bodu oscilátoru

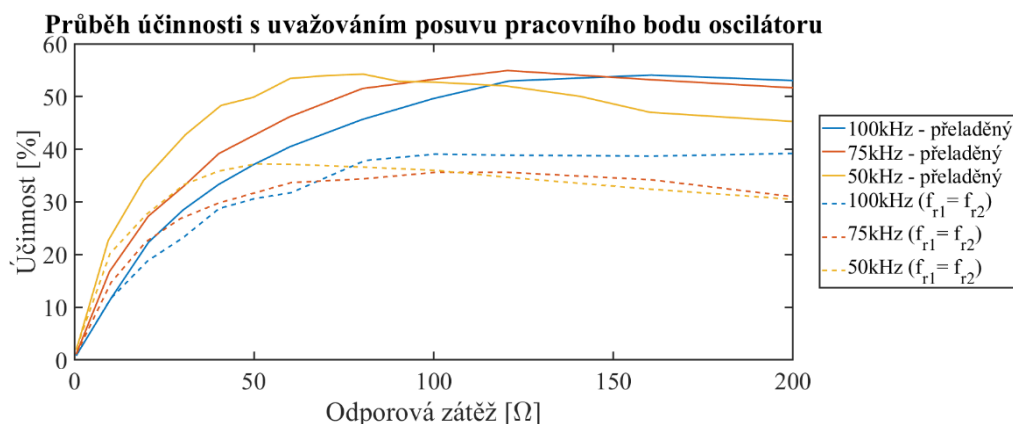
Kombinace	Vysílací obvod		Přijímací obvod		Charakter
	$C_1 [nF]$	$f_{r1} [kHz]$	$C_2 [nF]$	$f_{r2} [kHz]$	
1	30.2	102	32	115	$f_{r1} < f_{r2}$
2	53.6	77	55.2	87	$f_{r1} < f_{r2}$
3	122	51	115	61	$f_{r1} < f_{r2}$
4	30.2	102	42	101	$f_{r1} \sim f_{r2}$
5	53.6	77	76	75	$f_{r1} \sim f_{r2}$
6	122	51	168	50	$f_{r1} \sim f_{r2}$

Graf na obr. 31 vykresluje průběhy změny frekvence Royerova oscilátoru s rostoucí velikostí odporové zátěže. Shodně naladěné obvody vykazují stejný průběh pro všechny rezonanční kmitočty a potvrzují očekávanou změnu pracovního kmitočtu vysvětleného na obr. 29. Simulační výsledky pro obvody se stejnou rezonanční frekvencí poukazovaly na stále zvětšující se vychýlení pracovního bodu vzhledem k rezonančnímu kmitočtu vysílacího obvodu a tento trend je evidentní pro všechny průběhy zobrazené přerušovanou čarou. Naopak pro odladěné přijímací obvody platí, že pracovní frekvence Royerova oscilátoru je velice blízká k rezonančnímu kmitočtu vysílacího obvodu. V jednotlivých měřeních přeladěných obvodů je patrná část silnějšího spádu pracovní frekvence, která je velice důležitá z hlediska stability celého přenosu. Čím silnější je tento gradientní pokles, tím je celá soustava více náchylná na změnu odporové zátěže.



Obr. 31: Měření operační frekvence v závislosti na odporové zátěži

Dále je důležité poukázat na celkovou účinnost přenosu pro jednotlivé varianty (obr. 32). Z výsledků je zřetelně patrný rozdíl mezi shodně naladěnými a přeladěnými obvody. Rozdíl v celkové efektivitě může být i přes 20 %.



Obr. 32: Průběh účinnosti s ohledem na změnu pracovní frekvence

Jestliže vzájemná vazba mezi cívkami nepřesáhne kritickou hodnotu, tak tento vliv posuvu pracovní frekvence není potřeba uvažovat a je vhodné naladit oba obvody na stejnou hodnotu rezonanční frekvence. Ovšem v této práci, s přihlédnutím na možné konfigurační uspořádání cívek, je nutné tento vliv zahrnout a řádně tomu přizpůsobit celý proces ladění obvodů. Při ještě silnější vazbě mezi cívkami je tento jev stále více patrnější. Míra odladění sekundárního obvodu je důležitá otázka silně související se stabilitou celé soustavy.

7.4 Stabilita přenosu

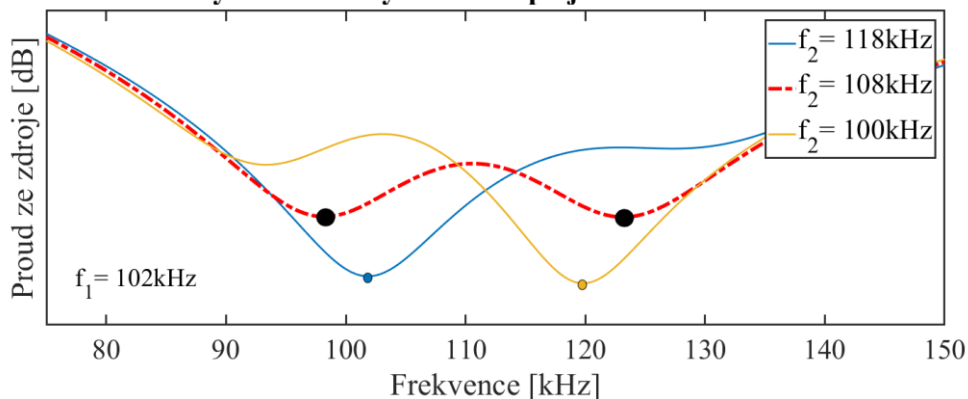
Při otázce stability je potřeba vyhodnotit veškeré možné situace, které v reálném nasazení výsledného produktu mohou nastat. Ověření robustnosti celého systému je o to složitější, že se jedná o dva samostatně oddělitelné obvody, jejichž vzájemná vazba nemusí zaručit vždy stejnou interakci. Nabíjení baterie představuje z výkonového hlediska dynamický druh zátěže a je důležité prověřit, zda zdroj, který v tomto případě představuje vysílací obvod, má dostatečnou tvrdost a frekvenční stabilitu.

Při vývojovém procesu této práce se frekvenční stabilita jevila jako velice závažný problém, který může způsobit nenávratné poškození celého obvodu. Royerův oscilátor charakteristický svým samo rezonančním přizpůsobením je závislý na mnoha parametrech určujících jeho pracovní bod a jejich vliv byl důkladně popsán v předchozí kapitole. Těmito kritickými parametry jsou především velikost zátěže a síla vzájemné vazby mezi cívkami. Bylo vysvětleno, že je potřeba záměrně odladit přijímací obvod za účelem zisku efektivnějšího přenosu, ovšem nebyla nijak konkrétněji zmíněna míra tohoto odladění. Právě tato otázka může mít výrazný vliv na stabilitu celého systému.

Nejdříve je vhodné představit tuto problematiku simulačně a k tomu byl využit stejný simulační model jako v předchozí kapitole lišící se pouze hodnotou ladícího

kondenzátoru na přijímací straně obvodu. Výsledky simulace jsou na obr. 33. Při konstantní hodnotě vzájemné vazby a konstantní velikosti odporové zátěže byly rezonanční frekvence sekundárního LC obvodu voleny tak, aby reprezentovaly míru odladění.

Stabilita soustavy vlivem míry odladění přijímacího obvodu se zátěží 200 Ω



Obr. 33: Stabilita systému vlivem míry odladění přijímacího obvodu

Při stejném rezonančním kmitočtu na obou stranách (žlutá křivka) je evidentní posun pracovního bodu Royerova oscilátoru směrem doprava, a tím potvrzuje výsledky na obr. 29. Silně odladěný přijímací obvod (modrá křivka) vykazuje globální minimum v oblasti rezonanční frekvence vysílacího obvodu. Jestliže míra odladění je nedostatečná (červená křivka), tak nastává moment, kdy se ve frekvenční oblasti vyskytnou dvě minima, které jsou na stejné proudové hladině. Tento stav může pro Royerův oscilátor znamenat výrazný problém, protože při určení frekvenčního pracovního bodu v podstatě „neví“, který ze stacionárních bodů si má vybrat. V praxi to vypadá tak, že oscilátor přeskakuje z jedné pracovní frekvence na druhou a nestabilní spínací děje na tranzistorech mohou MOSFETy nenávratně poškodit. Snímek z osciloskopu v bistabilním frekvenčním stavu je součástí doplňujících příloh.

Z uvedeného plyne, že míra odladění je kritický parametr, který v otázce stability je nutné uvažovat. V systémech s konstantní zátěží nebo v aplikacích zaručující volnou vazbu mezi cívkami je tento problém minimální, nicméně se zmenšující se vzdáleností přenosu nabývá tato komplikace na síle a je potřeba tomu při frekvenčním přizpůsobení brát zřetel. Profil nabíjení baterie představuje pro systém dynamicky měnící se odporovou zátěž, a proto tento stav nestability nastával pouze v konkrétním okamžiku nabíjecího procesu a trval několik vteřin. Z provedených experimentů byla stanovena minimální míra odladění na 15 kHz, což je odchylka zaručující stabilitu systému i s nejkratší možnou vzdáleností mezi cívkami definovanou v požadavcích práce.

7.5 Analýza ztrát přenosu

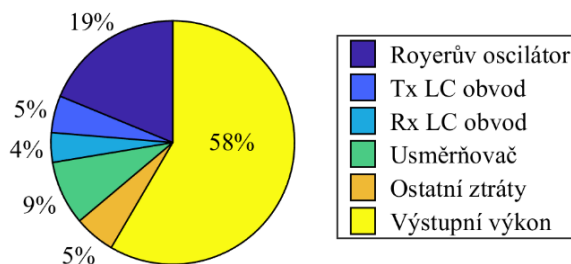
Získané výsledky z předešlých kapitol ukazují, že s takto navrženým systémem lze při krátkých vzdálenostech dosáhnout účinnosti až 60 %. Předmětem této kapitoly je vytvořit jakousi základní představu čtenáři o zbylých procentech zastupující ztráty na jednotlivých komponentech obvodu. Účelem není deterministicky určit všechny ztrátové elementy obvodu, jelikož proudové a napěťové průběhy v systému jsou závislé na parametrech určující míru vzájemné vazby obou stran přenosu. Tabulka 6 představuje prvky systému, které je potřeba při ztrátové analýze uvažovat. Jednotlivé elementy jsou poté doplněny o výpočetní vztahy a přibližné hodnoty ztrátového výkonu. Proudové průběhy na některých prvcích obvodu byly určeny simulačně z důvodu složitosti jejich měření. Uvedený příklad přenosu byl měřen na vzdálenost 10 mm s pracovní frekvencí 92 kHz.

Tabulka 6: Analýza ztrát v obvodu ($C_1 = 47\text{nF}$; $C_2 = 33\text{nF}$)

Část obvodu	Komponenta	Vzorec	Ztrátový výkon [mW]
Royerův oscilátor	Tlumivky (220 μH)	$P_{ch} = 2R_{ch}I_{ch}^2$	7
	Odpory na řídicích elektrodách (100 Ω)	$P_G = 2R_GI_G^2$	250
	Mosfety	$P_{ON} = 2R_{ON}I_D^2$ $P_{sw} = 2f_r(W_{ON} + W_{off})$	3+21
	Diody	$P_D = U_P I_{stř}$	13
Tx LC obvod (79.7 μH)		$P_{Tx} = R_{Tx}I_{Tx}^2$	80
Rx LC obvod (60.2 μH)		$P_{Rx} = R_{Rx}I_{Rx}^2$	64
Usměrňovač		$P_R = 2U_P I_{stř}$	130
Zátěž		$P_L = R_L I_L^2$	952

Z tab. 6 je evidentní, že prvek systému s nejvyšší hodnotou výkonových ztrát jsou odpory na řídicích elektrodách MOSFETů. Pro snížení těchto ztrát lze zvýšit hodnotu rezistance a tím snížit protékající proud, nicméně poté z důvodu zvýšení časové konstanty narostou i přepínací ztráty na řídicích prvcích. Dalším výrazným elementem snižující účinnost přenosu jsou usměrňovací diody, i když byly vybrány diody s nízkou hodnotou prahového napětí. Ve většině WPT aplikací jsou významným ztrátovým prvkem systému přenosové cívky, u nichž je snaha minimalizovat jejich rezistanci. Často je pro přenos využívána o několik řádů vyšší pracovní frekvence, která vlivem nežádoucích jevů ještě zvyšuje tuto rezistanci. V případě této práce jsou cívky nepatrným ztrátovým elementem. Ztráty na řídicích prvcích systému jsou téměř zanedbatelné, a to kvůli velice nízké rezistanci MOSFETů v sepnutém stavu.

Analýza ztrát v obvodu s účinností 58% na vzdálenost 10 mm se zátěží 47 Ω



Obr. 34: Analýza ztrát přenosu

Kruhový diagram na obr. 34 představuje procentuální rozložení výkonových ztrát přenosu. Nejvýznamněji se na přenosových ztrátách podílí jednoznačně Royerův oscilátor a společně s usměrňovacími diodami snižují účinnost přenosu až o 30 %. Mnoho dalších elementů se podílí na jednotkách procent ztrát, ale jejich důležitost není v této aplikaci bezdrátového přenosu příliš významná.

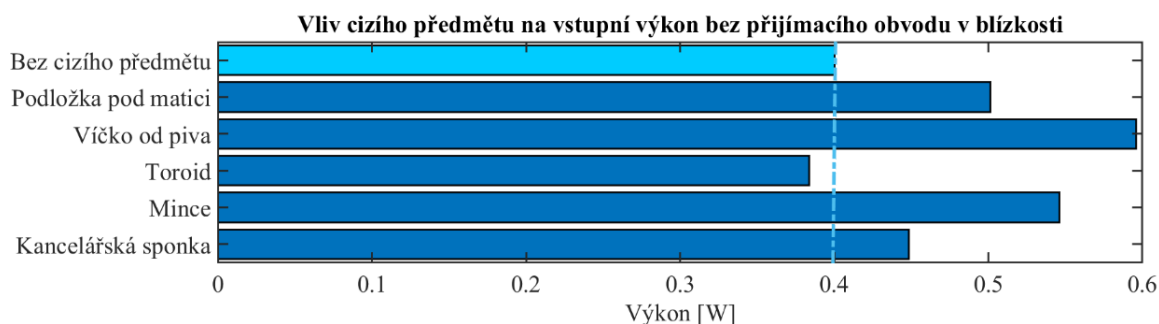
7.6 Vliv cizího předmětu na přenosové vlastnosti

Bezdrátový přenos energie pro své fungování využívá kmitavé magnetické pole, a tudíž je potřeba otestovat robustnost celého systému vůči rušení, které mohou způsobovat cizí předměty v blízkosti přenosového prostoru. Takovýto kovový prvek v okolí cívek může absorbovat část magnetické energie a důsledkem vířivých proudů může svou vnitřní energii výrazně zvýšit.

Smyslem této kapitoly je otestovat, jak velké množství magnetické energie jsou různé předměty schopny absorbovat a ověřit, zda teplota těchto cizích objektů nevzroste natolik, aby mohla nějak významně ovlivnit funkčnost či životnost jednotlivých komponent. Zároveň je důležité zaznamenat změnu výkonových hodnot systému a vyhodnotit tím, jak významně jsou cizí předměty schopny ovlivnit efektivitu přenosu. S přihlédnutím na požadavek této práce, jímž je schopnost detekce cizích předmětů, je tato výkonová analýza stěžejní. Na základě získaných výsledků je nutné rozhodnout o algoritmu, který bude při detekci využit, a tomu podmíněčně navrhnout hardware a software řešení tohoto problému. Vybraný algoritmus by měl být schopen detekovat cizí předmět jednak ve stavu nabíjecího procesu, ale také v momentě, kdy přijímací obvod není v blízkosti vysílací cívky.

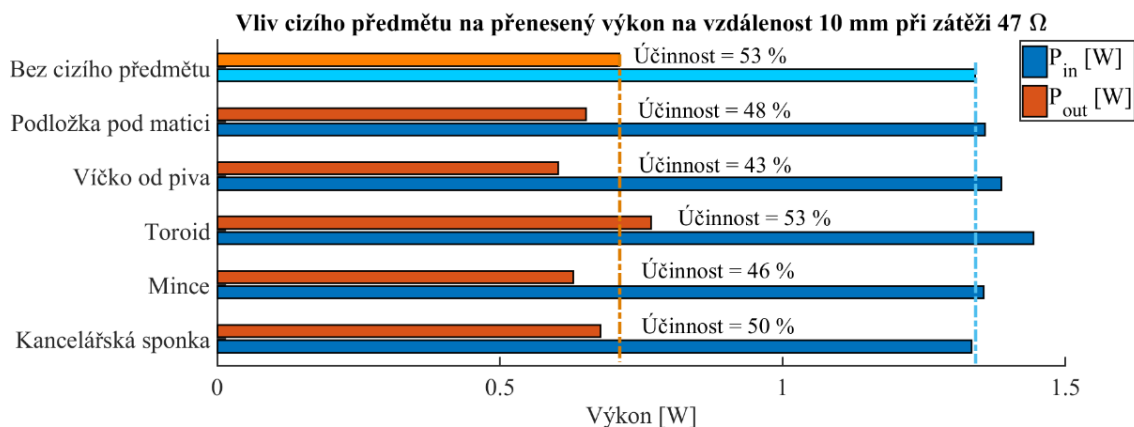
První provedený experiment neuvažoval přijímací stranu obvodu v okolí a vyhodnocoval pouze změnu příkonu v závislosti na typu cizího objektu vloženého do vysílací cívky. Výsledky provedeného měření jsou zobrazeny ve sloupcovém diagramu na obr. 35 s výraznějším referenčním sloupcem reprezentujícím optimální stav bez cizího objektu. Z výsledků je vidět výrazný rozdíl ve změně příkonu pro většinu testovaných objektů. Plechový korunkový uzávěr skleněné láhve zvyšuje až o třetinu vstupní proud. Množství absorbované energie závisí na mnoha parametrech, a především na tloušťce a

typu materiálu. Snížení vstupního výkonu vykazuje toroid s feromagnetickým jádrem, který svými vlastnostmi ještě zesiluje magnetické pole a svou konstrukcí se poté celá soustava přibližuje k modelu transformátoru.



Obr. 35: Změna příkonu v závislosti na typu cizího předmětu

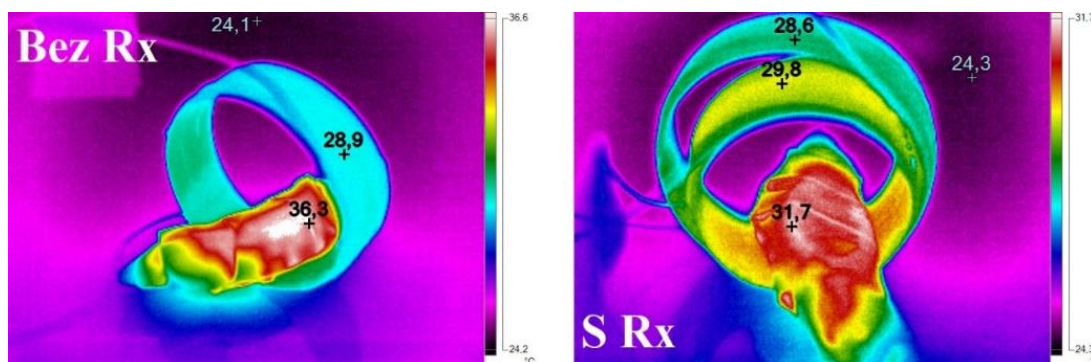
Druhý provedený experiment už v sobě zahrnoval umístění přijímacího obvodu na vzdálenost 10 mm s připojenou zátěží 47 Ω . Do prostoru mezi cívkami byly postupně vloženy stejné objekty jako v prvním případě a výsledky těchto měření jsou zobrazeny v diagramu na obr. 36, byly opět doplněny o referenční hodnoty reprezentující optimální stav. Jednotlivé změny příkonu již nejsou tolik zřetelné, jak tomu bylo v předchozím měření. U některých cizích objektů může účinnost přenosu klesnout až o 10 %, což je změna, kterou lze vhodným hardwarovým řešením dobře zaznamenat. Lze říci, že v této práci je potřeba, aby změna účinnosti vlivem cizího objektu byla co nejzřetelnější, tím by se výrazně snížila složitost návrhu hardware a zvýšila se tím správnost detekce. Opět je zřetelný vliv toroidu na zesílení magnetické pole.



Obr. 36: Změna účinnosti přenosu vlivem cizího objektu

Pro vytvoření jakési strohé představy o velikosti změně vnitřní energie bylo provedeno měření s termokamerou *FLUKE Ti32*. Účelem bylo zjistit, jak velký bude nárůst teploty u jednotlivých objektů v ustáleném stavu. V případě korunkového uzávěru jsou výsledky zobrazeny na obr. 37. Z důvodu nízké emisivity musel být omotán černou páskou. Obrázek vlevo představuje měření teploty bez přijímacího obvodu v blízkosti. V ustáleném stavu (cca po 20 minutách) s teplotou okolí zhruba 24 $^{\circ}\text{C}$ je teplota vysílací

a přijímací cívky v obou případech okolo 28 °C, což je jen nepatrný nárůst. V případě měření bez přijímacího obvodu dosáhne teplota objektu až 36 °C, nicméně s přiložením sekundární strany je množství absorbované energie výrazně nižší a teplota předmětu klesne o několik stupňů. Obecně lze říci, že nárůst teploty není tolik znatelný, aby nějak ovlivnil funkčnost či životnost některých částí obvodu.



Obr. 37: Měření ustálené teploty cizího objektu

7.7 Vyhodnocení dosažených výsledků

Cílem této kapitoly je zhodnotit dosažené výsledky spojené s testováním vytvořeného systému a vybrat vhodnou variantu rezonančního obvodu, která bude následně využita při návrhu výsledného demonstrátoru. Tato varianta musí splňovat veškeré definované požadavky a zároveň zaručovat plnou stabilitu po celou dobu nabíjecího procesu.

Z dosažených výsledků účinnosti v závislosti na axiální vzdálenosti cívek nebyl patrný nějaký výrazný rozdíl v jednotlivých variantách rezonančních obvodů. Ve vymezeném pracovním prostoru přenosu byl jasně zřetelný pokles účinnosti vlivem zvětšující se vzájemné vzdálenosti mezi oběma obvody. Tento fakt platí obecně ve všech aplikacích WPT systémů a při konstrukčním uspořádání je s ním nutno počítat. Při správném uložení, které je zaručeno tvarem přijímacího a vysílacího zařízení, je možné dosáhnout účinnost až 60 %.

Dalším předmětem zkoumání byla vzájemná volba parametrů indukčnosti a kapacity rezonančních obvodů a s tím související výběr vhodné pracovní frekvence oscilátoru. Získané výsledky přinášejí zajímavou informaci z hlediska změny vstupního a přeneseného výkonu. Jednotlivé kombinace sice vykazovaly podobné průběhy účinnosti, nicméně celkový přenesený výkon roste s volbou vyšší hodnoty kondenzátoru. To znamená, že snižováním pracovní frekvence lze při zachování efektivity dosáhnout vyšších proudů tekoucí zátěží. Tento dosažený výsledek je při volbě vhodné varianty rezonančních obvodů stěžejní. Při dobíjení baterie je potřeba zaručit, aby celý systém bezdrátového přenosu poskytl dostatečné množství energie, které umožní nabíjet baterii nominálním proudem. Proto bylo v práci rozhodnuto, že pracovní frekvence bude zvolena na 50 kHz. Ze získaných výsledků lze také prohlásit, že vzájemná varianta cívek

musí být volena tak, aby na přijímací straně obvodu byla cívka přibližně stejné či vyšší indukčnosti, jako je cívka vysílací.

S využitím samo rezonančního Royerova oscilátoru přibývá problematika posuvu pracovní frekvence vlivem vzájemné vazby mezi cívkami a velikostí zátěže. Při zaručení správného uložení obou zařízení bude tento jev jasně zřetelný a je nutné k tomu přizpůsobit volbu jednotlivých komponent rezonančního obvodu. Pro řešení tohoto problému bylo využito záměrné odladění přijímacího obvodu, což sebou přináší v dané konfiguraci i zvýšení celkové účinnosti. Míra tohoto odladění úzce souvisí se stabilitou přenosu. Při nevhodné volbě rezonančního kmitočtu přijímacího obvodu může nastat bistabilní stav a Royerův oscilátor se tím stává frekvenčně nestabilní, což může výrazně snížit životnost řídicích komponent. Z naměřených výsledků by měla být míra odladění alespoň 15 kHz vyšší, než je rezonanční kmitočet vysílacího obvodu, což plně zaručí přenosovou stabilitu po celou dobu nabíjecího procesu. S uvažováním těchto všech výsledků byla vybrána varianta cívek ($L_1 = 79.7 \mu H$ a $L_2 = 60.2 \mu H$) a kondenzátorů ($C_1 = C_2 = 122 nF$), která bude využita ve výsledném demonstrátoru.

Testovací obvod bylo zajímavé vyhodnotit i z hlediska ztrát a vytvořená analýza udává alespoň strohou představu o jednotlivých ztrátových činitelích a jejich podílech na celkové efektivitě přenosu. Nejvýznamnějším ztrátovým komponentem jsou odpory na řídicích elektrodách MOSFETů, které svým podílem spotřebovávají až 15 % vstupního výkonu. Dalším výrazným prvkem snižujícím celkovou účinnost jsou usměrňovací diody. Naopak při tak nízkých výkonech a pracovních frekvencích jsou ztráty na přijímacích a vysílacích cívkách nepatrné.

V poslední řadě byla ověřena míra rušení cizích objektů v pracovním prostoru a jejich vliv na přenosové vlastnosti. V případě stavu, kdy se přijímací obvod nenachází v přenosové vzdálenosti, je změna vstupního výkonu vlivem cizího předmětu velice výrazná. Tato informace je z hlediska hardware návrhu výsledného demonstrátoru velice užitečná a zaručí tím spolehlivější verifikaci detekce cizího objektu. V experimentech s přijímacím obvodem v blízkosti už tato změna není tolik výrazná a podrobněji se touto problematikou bude zabývat příští kapitola. Umístěný cizí předmět v blízkosti absorbuje značnou část přenášené energie, což má za následek zvýšení jeho teploty. Měření termokamerou ukázalo, že míra nárůstu vnitřní energie není tolik výrazná na to, aby nějak ohrozila předměty v okolí, nicméně s ohledem na požadavek této práce je nutné implementovat řešení zaručující detekci cizího předmětu.

8 Návrh a realizace výsledného demonstrátoru

Testování předešlého prototypu přineslo celou řadu výsledků, na kterých je nutné stavět při návrhu výsledného demonstrátoru. Ten by vytvořený prototyp, který zajišťuje pouze výkonovou stránku přenosu, měl doplnit o hardwarové a softwarové řešení umožňující detekci cizích objektů. Zároveň je potřeba obvod rozšířit o možnost monitoringu stavu nabití baterie.

První část této kapitoly představí koncept řešení FOD problematiky, podle kterého bude následně podmíněn i design hardwaru. Ten bude stavěn především na vybraném mikrokontroléru od značky *Nordic*, který svou funkcionalitou je známý především v aplikacích bezdrátové komunikace. Mimo jiné je tento navrhovaný demonstrátor vytvářen také za účelem vývoje a testování bezdrátového komunikačního rozhraní ve WBAN systémech s odkazem na práci [30]. Tento fakt umožňuje využití bezdrátové komunikační linky mezi vysílacím a přijímacím zařízením. Druhá část této kapitoly se bude zabývat implementací software.

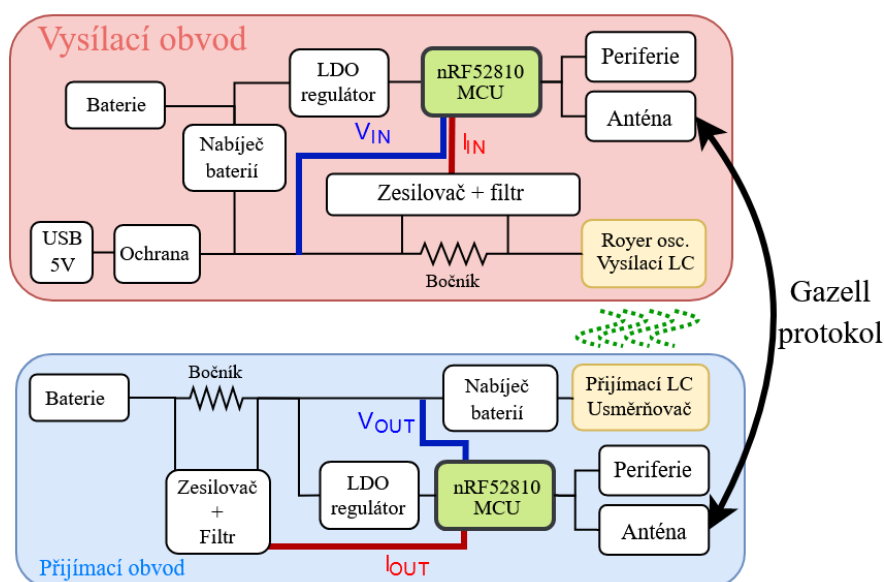
8.1 Koncept řešení detekce cizích předmětů

Kapitola 3 v teoretické části představuje možné metody řešení detekce. V případě této práce bude využito metody vyhodnocením přenosových ztrát, a to z důvodu výrazné hardwarové i softwarové jednoduchosti. Tento přístup řešení spočívá v rovnici energetické bilance. V případě, že cizí objekt absorbuje část přenášené energie, tak se zvýší ztrátový výkon celého přenosu, nicméně pro návrh řešení je nutné znát míru tohoto zesílení. Právě kapitola 7.6 je pro koncept řešení této problematiky stěžejní, protože ze sloupcových diagramů přináší informaci o velikosti změny vstupního a výstupního výkonu v závislosti na typu cizího objektu. Bylo ověřeno, že v případě nepřítomnosti sekundární strany obvodu, je výkonová změna velice výrazná. Naopak s přijímací cívkou v blízkosti je míra zesílení ztrátového výkonu již méně patrná a bude vyžadovat vyšší sensitivitu měření.

Pro tento přístup řešení je potřeba monitorovat v čase hodnoty vstupního a výstupního výkonu. Na straně vysílače je nutné měřit napětí a proud vstupující do obvodu a na přijímacím zařízení je potřeba snímat velikost nabíjecího proudu baterie. Na základě těchto informací lze heuristickým přístupem vytvořit logiku na základě které bude možné detekovat cizí předmět. Konkrétní návrh rozhodovacího algoritmu nemá smysl nyní vytvářet, jelikož závisí na mnoha parametrech, a bude vytvářen až po realizaci demonstrátoru. Vzájemnou bezdrátovou komunikační linku pro přenos výkonových informací bude zajišťovat MCU.

8.2 Hardware realizace

Hardwarová realizace výsledného demonstrátoru vychází z již vytvořeného prototypu soustavy bezdrátového přenosu. Obě strany systému byly doplněny o mikrokontrolér, do kterého vstupují napěťové signály využitelné pro algoritmus řešení detekce cizích předmětů. Zároveň je možné implementovat software umožňující vzájemnou bezdrátovou komunikaci mezi oběma zařízeními. Mikrokontrolér je potřeba doplnit o některé periferie jako LED diody a tlačítka, které mohou být využity pro interakci s uživatelem. Vstupní napětí do MCU je potřeba stabilizovat lineárním regulátorem. Pro měření proudu v potřebných částech obvodu byl využit bočník, což je rezistor nízkého odporu, jehož úbytek napětí reprezentuje velikost protékajícího proudu. Rozdíl napětí na bočníku je před vstupem do MCU potřeba zesílit a filtrovat. Zjednodušené schéma navrženého obvodu je na obr. 38. Návrh DPS společně s vytvořeným podrobným schématem jsou součástí elektronických příloh.



Obr. 38: Schéma výsledného demonstrátoru

MCU nRF52810 + Periferie

Výběr právě tohoto konkrétního mikrokontroléru byl podmíněn požadavkům diplomové práce kolegy s odkazem na [30]. Generace čipů *nRF52810* nabízí několik možných řešení bezdrátové komunikace. Pro připojení napěťových signálů z měřících bodů obvodu je MCU vybaven několika analogovými vstupy s možností výběru snímaného rozlišení. Mikrokontrolér je zároveň vhodný pro *Low-Power* aplikace. Pro programování a debug je čip doplněn o rozhraní *SWD* (*Serial wire debug*).

Při návrhu DPS bylo vycházeno z referenčního designu poskytnutého přímo od výrobce (s internetovým odkazem na [38]). Veškeré pasivní i aktivní komponenty byly vybrány na základě doporučení od výrobce. Pro zaručení správné funkčnosti především RF části obvodu je tento referenční design vysoce žádoucí využít. K programování

mikrokontroléru byla deska doplněna o 10ti-pinový konektor *Cortex Debug*, který podporuje standard *SWD*. Při návrhu rozložení DPS je vhodné oddělit RF část co nejvíce od části rezonančního přenosu, aby byla zaručena dostatečná odolnost vůči rušení. Rozmezí dovoleného napájecího napětí MCU si vyžaduje použití regulátoru. Lineární regulátor *TPS79333* je schopný stabilizovat napětí na 3.3 V , což pro vstupní napětí do mikrokontroléru je dostatečné. Zároveň poskytnuté napětí od baterie je v dovolených mezích vstupního napětí LDO.

Pro vhodnou interakci s uživatelem bylo připojeno několik periférií. Vysílací zařízení bylo doplněno o LED diody indikující různé stavy systému (detekce cizího objektu, stav nabití baterie, aktivní přenos výkonu). Zároveň byly připojeny tlačítka, které by mohly být využity v případném dalším vývoji. Přijímací zařízení bylo stejně tak doplněno o indikační LED diody, a navíc byla realizovaná periferie pro ovládání motoru.

Bočník

Bočník je rezistor s velice nízkou hodnotou odporu sloužící pro měření proudu. Úbytek napětí na tomto bočníku je informace na základě které, je možné vypočíst proud vtékající do zátěže. Jeho volba je závislá na mnoha parametrech. Především je nutné volbu podrobit výkonové analýze a dimenzovat bočník s dostatečným výkonem, aby vlivem vyšších proudů nezvyšoval svou teplotu a tím neměnil své odporové vlastnosti. Konkrétní hodnoty odporu jsou podmíněné dané aplikaci a vždy se vytváří jakýsi kompromis mezi ztrátovým výkonem a mírou přesnosti měření. Volba vyšší hodnoty odporu přináší vyšší úbytek napětí, což výrazně zvyšuje přesnost měření. Naopak nižší rezistance minimalizuje výkonové ztráty. Při návrhu rozložení DPS je nutné dodržovat správné napojení snímacího rezistoru na zesilovač tak, aby spoje s napětovým signálem byly plně symetrické.

Je nutné uvážit, že proud vstupující do oscilátoru ve vysílacím zařízení, může dosáhnout velikosti i přes 0.5 A . Zároveň bočník může částečně ovlivnit celkovou funkčnost Royerova oscilátoru, a tudíž je vhodné míru tohoto ovlivnění minimalizovat. Na vysílacím zařízení byl zvolen rezistor pro snímání proudu s odporem $0.22\ \Omega$ pro výkony do 250 mW .

Na straně přijímače je bočník umístěn mezi nabíjecím čipem a baterií. V tomto případě jeho přítomnost ovlivňuje celý nabíjecí proces a bočník se jeví jako sériová zátěž s baterií. Napětový úbytek na rezistoru poté понижuje maximální nabíjecí napětí na bateriovém článku. V mnoha aplikacích i mimo WPT je tento přístup nabíjení využíván. Tím, že se baterie plně nenabíjí, si slibuje její delší životnost. V případě přijímače byl zvolen bočník s odporem $1\ \Omega$ s maximálním dovoleným výkonem 125 mW . Tato volba byla podmíněna faktem, že zvolený programovatelný rezistor nabíjecího čipu limituje nabíjecí proud ve fázi konstantního napětí na 100 mA .

Zesilovač

Aby bylo dosaženo vyšší přesnosti se zachováním nízké hodnoty odporu bočníku je vhodné využít zesilovač, který diferencially porovná napětové signály na obou stranách bočníku a tento rozdíl zesílí. Tento napětový výstup je nutné dimenzovat tak, aby byl při všech operačních vlastnostech v mezích dovoleného napětí analogového vstupu mikrokontroléru.

Na obou zařízeních bylo využito zesilovače typu *high-side ZXCT1010*, který je vhodný právě pro aplikace měření proudu. Přepočet úbytku napětí na bočníku na výstupní napětí zesilovače je k dispozici v technické dokumentaci. S použitím vhodného rezistoru na výstupu ze zesilovače lze dimenzovat vstupní napětí do analogového vstupu MCU v definovaných mezích (tj. 0 – 3 V). S přihlédnutím na možné protékající proudy, volbě bočníků a rozmezí dovoleného napětí analogového vstupu byly výstupní rezistory zesilovače zvoleny $R_{OUT1} = R_{OUT2} = 2.2 \text{ k}\Omega$.

Filtr

Měření proudu využitím pouze bočniku a zesilovače je zatíženo mnoha rušivými signály z okolí. Navíc samotný přenos energie využívající elektromagnetické pole ještě přispívá k možným interferencím. Potřebný diferenční signál ze zesilovače může být skryt v šumu od okolních vlivů. Proto je nutné využít filtr, který mikrokontroléru poskytne dobře rozeznatelnou napěťovou úroveň.

K filtraci byl využit klasický RC článek, který slouží k oddělení vysokofrekvenčního šumu. Jeho konkrétní hodnoty je vzhledem k přítomnému elektromagnetickému přenosu velice obtížné navrhnout ještě před realizací, a proto byl odladěn až následně experimentálně. Při návrhu DPS je vhodné tyto signálové spoje co nejvíce izolovat od možných zdrojů rušení. Právě tlumivky a rezonanční obvod, což jsou komponenty Royerova oscilátoru, mohou být zdrojem rušení.

Měření napětí

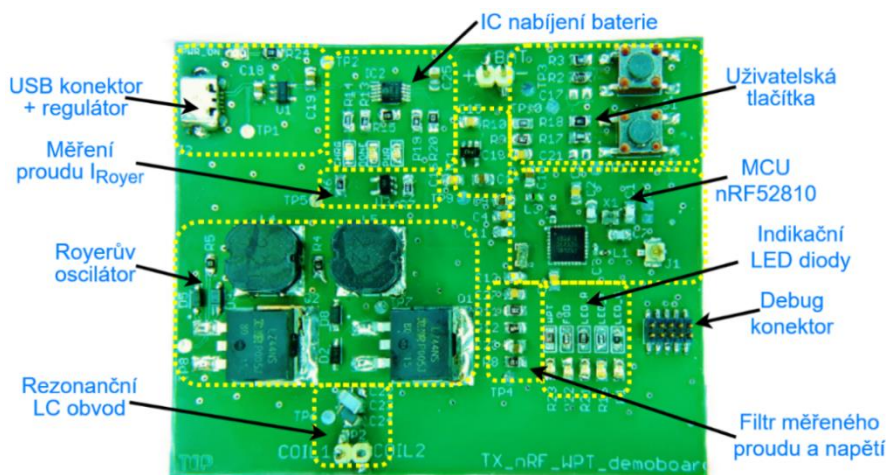
Pro plný monitoring stavu nabití baterie je potřeba mít informaci o hodnotě napětí bateriového článku. Napětí v konkrétním bodě obvodu je možné připojit přímým spojem k MCU pouze tehdy, jestliže velikost tohoto napětí nepřesáhne dovolenou mez analogového vstupu. Při měření baterie je nutné použít napěťový dělič, který poskytne informaci o napětí ve stanoveném rozmezí. Konkrétní hodnoty vytvořeného děliče jsou k nahlédnutí v návrhovém schématu součástí příloh. Stejně jak tomu bylo v případě měření proudu, je vhodné umístit signálové spoje z děliče co nejdále od možných rušivých elementů.

Návrh a realizace DPS demonstrátoru

Schéma včetně návrhu rozložení DPS jsou součástí přiložených souborů. Při rozvržení jednotlivých komponent na desce byl kladen důraz především na oddělení výkonové části obvodu od signálových spojů a od RF obvodu zajišťující bezdrátovou komunikaci. Z důvodu úspory místa a vyhnutí se tvoření komplikovaných spojů byla DPS navržena jako dvouvrstvá.

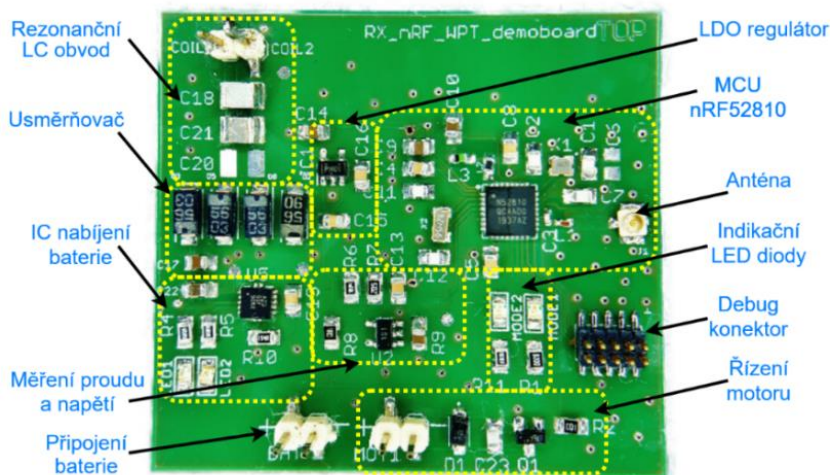
Realizovaná část vysílacího zařízení je na obr. 39 včetně popisu jednotlivých stěžejních segmentů. Spoje nesoucí informaci o měřených veličinách byly vedeny tak, aby jejich ovlivnění od rušivých elementů bylo minimální. Nicméně stejně je potřeba tento signál vyfiltrovat od vysokofrekvenčního šumu, a proto byla filtrační část umístěna v blízkosti MCU. V případě měřených napěťových signálů od baterie a na vstupu do Royerova oscilátoru byl využit vyhlazovací kondenzátor 10nF , který se jevil jako dostatečný pro analogový vstup MCU. Výstupní signál z proudového zesilovače bylo potřeba silněji filtrovat, protože v něm byla zřetelná výrazná frekvenční složka totožná s pracovním kmitočtem Royerova oscilátoru. Navržená dolní propust byla tvořena $R =$

$10\text{ k}\Omega$ a $C = 1\text{ }\mu\text{F}$. Šikmé umístění rezonančních kondenzátorů bylo důvodem chybně navržené DPS, která původně počítala s menší velikostí pouzdra součástky. Rezonanční obvod byl zároveň doplněn o možnost připojení vysílací cívky.



Obr. 39: Vysílací zařízení výsledného demonstrátoru

Přijímací zařízení výsledného demonstrátoru je zobrazeno na obr. 40. V případě napěťového měření byl využit stejný vyhlazovací kondenzátor jako ve vysílacím zařízení. Při návrhu přijímače se uvažovalo využít proudového zesilovače bez dolní propusti, jelikož míra rušivých elementů se zdála být minimální. Nicméně při hardware testování bylo zjištěno, že použití vyhlazovacího kondenzátoru je nutné. Ovšem realizovaná DPS byla navržena bez možnosti připojení paralelního kondenzátoru, a tudíž bylo nutno umístit vyhlazovací kondenzátor 100 nF na povrch výstupního odporu zesilovače. DPS byla doplněna o periférii řízení motoru pro účely práce kolegy [30].

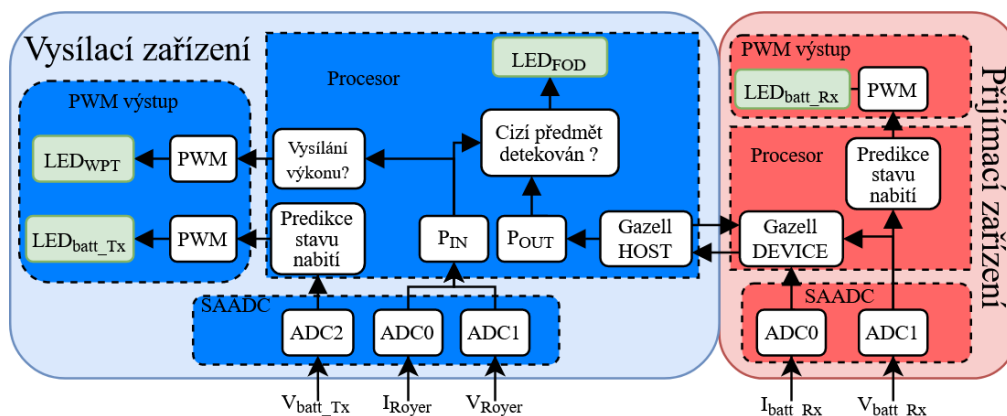


Obr. 40: Přijímací zařízení výsledného demonstrátoru

8.3 Implementace software

Pro programování mikrokontroléru *nRF52810* bylo využito vývojového prostředí *Segger Embedded studio*, které je doporučováno i samotným výrobcem. Pro správnou funkčnost desky vlastního designu je nutné vytvořit *header file*, ve kterém bude přiřazení pinů k jednotlivým perifériím odpovídat vlastnímu designu konkrétních spojů. V této práci tomu odpovídají konfigurační soubory *wban_device_demo_brd.h* a *wban_host_demo_brd.h* vytvořené kolegou [30]. Zároveň podporuje i možnost debugování externích desek, čímž je využitelný i v této aplikaci. Na webových stránkách výrobce je k dispozici ke stažení *Software Development Kit (SDK)*, což je archiv obsahující software komponenty sloužící jako podpora k vývoji aplikací na platformách využívající *Nordic*. Vytvořený software byl testován na verzi *SDK 16.0* a nemusí být plně funkční na dalších aktualizovaných verzích. *SDK* nabízí kromě knihoven a dokumentace také příklady nejrůznějších aplikací.

Kompletní architektura navrženého firmware pro obě strany přenosu je zobrazena v diagramu na obr. 41. Pro jednoduchost bylo využito proprietárního protokolu *Gazell*, který vytváří komunikační linku mezi oběma zařízeními. S využitím periférií mikrokontroléru lze přistupovat k indikačním LED diodám a tím indikovat žádoucí a nežádoucí stavy systému. V případě této práce budou diody využity k signalizaci přítomnosti cizího objektu, k monitoringu stavu nabití baterie a k poskytnutí informace o aktivním stavu přenášeného výkonu. Pro rozlišení jednotlivých stavů bylo využito PWM modulace, která umožňuje signalizovat stav nabití baterie například variabilní svítivostí konkrétních diod. S využitím analogového převodníku v MCU lze získávat informaci o měřených veličinách.



Obr. 41: Architektura firmware

Vyhodnocující algoritmus výkonových ztrát byl implementován ve vysílacím zařízení, protože v případném dalším vývoji by bylo možné přerušit proces bezdrátového přenosu na základě informace o přítomnosti kovového předmětu. Obě strany přenosu přistupují k jednotlivým perifériím v časové smyčce a tím poskytují informace v určitých časových intervalech, které jsou z hlediska vyhodnocení dostačující. Celý proces poté vypadá tak, že přijímací zařízení získané informace o napětí baterie a nabíjecím proudu posílá

s využitím proprietárního protokolu do vysílacího zařízení. Vysílač poté tuto informaci zpracuje a společně se vstupním výkonem předloží do rozhodovací funkce, která vyhodnocuje o přítomnosti cizího objektu a případný nežádoucí stav indikuje na LED diodě. Kompletní navržený firmware je součástí elektronických příloh. Pro zkompilování je nutné umístit složku do softwarového balíčku *SDK 16.0* v adresářové hierarchii daného Segger projektu.

8.3.1 Vzájemná komunikace – Gazell protokol

Gazell protokol je možné řešení bezdrátové komunikace mezi dvěma a více zařízeními. Základní topologie je tvořena dvěma typy zařízení označovaných jako HOST a DEVICE. Zařízení HOST zastupuje v hvězdicové topologii roli naslouchače, který přijímá zprávy od jednotlivých DEVICE a tím je stále v aktivním módu. Naopak DEVICE zařízení pokaždé iniciuje celou komunikaci a časovačem ho lze nastavit tak, aby odesílané zprávy byly v optimálním intervalu s ohledem na odebíranou energii. V této práci dává smysl posadit přijímací zařízení bezdrátového přenosu do role DEVICE, aby spotřeba energie byla minimální.

Pro dané časové smyčky bylo využito modulu *Application Timer*, který nabízí jednoduchou implementaci a běží na pomalejším krystalu 32.768 kHz umístěným v blízkosti MCU. V začátku celého programu je nejprve nutné alokovat místo v paměti a spolu s tím definovat čas přerušení. Před samotnou smyčkou je poté potřeba časovač inicializovat s odkazem na funkci, kterou v daných časových intervalech bude obsluhovat. V tomto případě je to funkce, která v 100 ms intervalech dává příkaz k příjmu nebo odeslání dat. Návrh tohoto časovače má na obou zařízeních stejnou podobu. Inicializace samotného *Gazell* protokolu nejprve přiřazuje komunikační roli jednotlivým zařízením, zda se jedná o DEVICE nebo HOST mód (*nrf_gzll_init()*).

Zařízení nastavené v DEVICE módu (přijímací strana bezdrátového přenosu) pokaždé inicializuje celou komunikaci odesláním dat. Pro odeslání dat lze využít mnoho z možných kanálů (*pipe*). Dalšími vstupními parametry jsou samotná přenášená data a jejich délka v bytech. V tomto případě je potřeba přenést 16-ti bitové číslo, nicméně data do *bufferu* lze vkládat pouze po jednotlivých bytech, a proto je nutné nejprve toto 16ti bitové číslo převést na dvě osmi bitové. Konkrétně je potřeba přenést informaci o napětí na baterii a o nabíjecím proudu a to znamená, že celková délka zprávy bude mít 4 byty.

Vysílací strana bezdrátového přenosu byla nastavena do HOST módu, a tudíž je neustále v pozoru a naslouchá příchozím zprávám od DEVICE zařízení. Inicializace je kromě nastaveného módu identická. Zařízení poslouchá zvolený kanál, jenž je na obou zařízeních stejný. V případě, že data byla úspěšně přijata, je vyvolán *callback*. V němž je možné sáhnout pro získaná data a uložit je do proměnné. Samozřejmě je nutné ještě spojit dvě osmi bitová čísla zpět do původního tvaru.

8.3.2 Snímané veličiny – analogové vstupy

K měření potřebných spojitých signálů bylo využito ADC převodníků využívající SAADC *driver*, který umožňuje přistupovat k jednotlivým periferiím. Vstupní napětí do ADC převodníku nesmí překročit rozmezí $0 - V_{DD}$, čemuž byly přizpůsobeny napěťové děliče na měřených signálech.

V prvé řadě bylo nutné SAADC *driver* inicializovat s výchozí konfigurací. Na HOST zařízení je potřeba měřit tři signály: V_{batt_Tx} ; I_{Royer} ; V_{Royer} . K tomu je nutné nastavení třech kanálů v módu *single-ended*, k nimž jsou přiřazeny piny, na kterých měřený signál vstupuje do MCU. Zpracované výsledky z ADC převodníku se poté vkládají do *buffer*, jehož velikosti odpovídá počtu měřených signálů. Jakmile jsou data úspěšně zpracována je vyvolána událost informující o dokončení převodu. Poté již je možné přistoupit ke konkrétním měřením ADC hodnotám (ADC_{value}). Výchozí nastavení kanálu společně s použitým napěťovým děličem je poté využito k přepočtu získaného digitálního signálu na danou měřenou veličinu. Takovýto přepočet například při měření proudu má tvar:

$$I_{Royer} = \frac{ADC_{value} \cdot ADC_{ref_mv}}{2^{resolution} \cdot ADC_{gain}} \frac{1}{R_{sense} R_{out} \cdot 0.01} \quad (1.13)$$

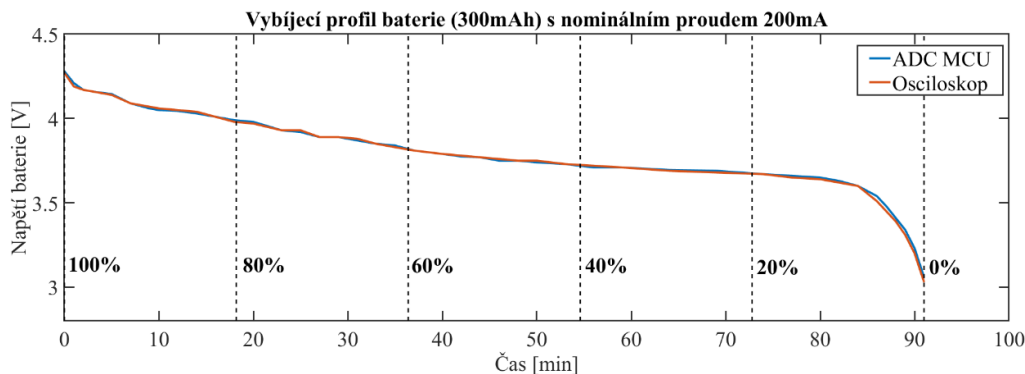
, kde konstanty ADC_{ref_mv} ; ADC_{gain} ; $resolution$ odpovídají nastavení daného kanálu a konkrétně jsou tyto hodnoty ve stejném pořadí (600; $\frac{1}{6}$; 10). Zlomek vpravo svým tvarem poté odpovídá převodové konstantě určené použitým proudovým zesilovačem s parametry výstupního programovatelného odporu a velikostí bočnicku. V DEVICE zařízení je poté možné tyto hodnoty předložit komunikačnímu protokolu *Gazell* a tím přenést informaci o výstupním výkonu do HOST uzlu. Kompletní podoba nastavení SAADC je součástí souboru *saadc_process.c*.

8.3.3 Monitoring stavu nabití baterie

Detekovat stav nabití baterie je obecně poměrně složitý problém, ke kterému lze přistoupit několika způsoby v závislosti na požadavcích jako je cena či přesnost detekce. Vzhledem k faktu, že nabíjecí i vybíjecí profil baterie může nabývat různých podob s ohledem na pracovní podmínky, protékající proud, teplotu apod., je množství uložené energie v Li-Pol baterii obtížně odhadnutelné. V této práci byl zvolen přístup měření stavu nabití na základě měřeného napětí bateriového článku. S využitím ADC převodníku bylo v daných časových intervalech snímáno napětí na Li-Pol baterii a poté byla tato hodnota přiřazena napěťové hladině přibližně odpovídající procentuálnímu stavu nabití.

Pro přiřazení napěťových hladin k přibližnému procentuálnímu stavu nabití byla provedena vybíjecí charakteristika baterie. Na přijímacím zařízení byl připojen motor s nominálním proudem 200 mA, který představuje zátěž odpovídající případné zátěži reálného produktu. Na začátku měření byla 300mAh baterie plně nabitá. Napětí na baterii bylo snímáno s použitím analogového vstupu MCU společně s připojeným osciloskopem pro ověření. Vybíjecí profil baterie je zobrazen na obr. 42. Charakteristika odpovídá tvaru

vybíjecí křivky Li-Pol baterie a výsledky získané osciloskopem i MCU jsou si velice podobné. Celý tento časový interval byl rozdělen do pěti procentuálních oblastí odpovídající hrubému odhadu stavu nabití.



Obr. 42: Vybijecí profil baterie s připojeným motorem

Pro indikaci stavu nabití baterie byl využit PWM signál vstupující do LED diody. Velikost střidy signálu je nastavena na základě procentuálního stavu nabití. V důsledku toho je možné pozorovat různou svítivost LED diody dle hrubě odhadnutého uloženého množství zbytkové energie v Li-Pol článku. Použitá verze MCU *nRF52810* nabízí pouze jednu instanci PWM modulátoru, což znamená, že modulovaný signál lze použít na více výstupů jen s jednou konkrétní frekvencí. Jelikož byla PWM instance využita nejen na indikaci stavu nabití, ale také k signalizaci aktivního přenosu (pulsující LED dioda), bylo nutné konfigurovat PWM kanál do módu *grouped*, jenž umožňuje nezávisle nastavovat střidu PWM signálu pro dva různé výstupy. Výsledná podoba nastavení PWM je součástí souboru *pwm_mode.c*.

8.3.4 Implementace FOD algoritmu

Při návrhu FOD algoritmu se využívalo především experimentálního přístupu. Předmětem sledování byla především jakákoliv změna snímaných hodnot proudu a napětí v případě cizího kovového předmětu v blízkosti. Jestliže byla některá z veličin výrazně ovlivněna, tak rozhodovací algoritmus signalizoval přítomnost cizího objektu rozsvícením LED diody. Navrhované řešení bylo rozděleno do dvou eventuálních stavů. První stav představuje algoritmus detekce bez přítomnosti přijímacího obvodu, díky němuž je možné identifikovat kovový předmět ještě před zahájením přenosu. Druhý stav dokáže indikovat vložení či přiblížení cizího objektu v průběhu nabíjecího procesu.

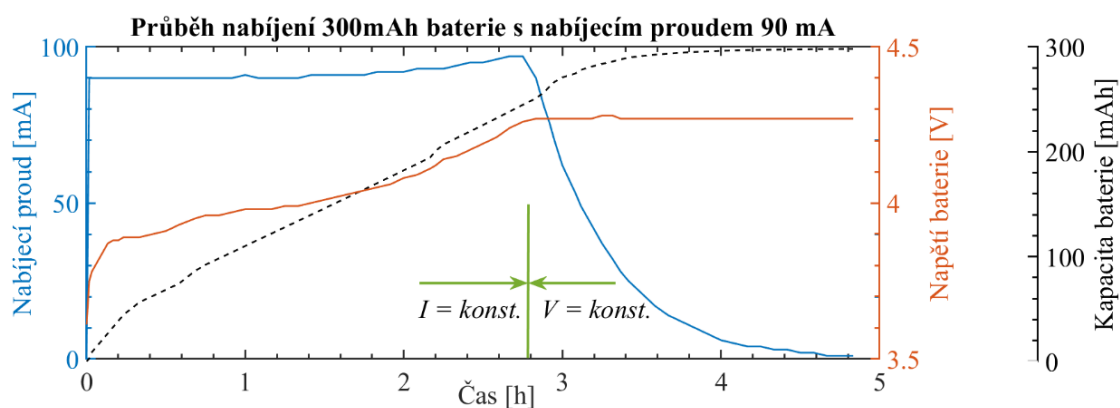
K prvnímu stavu se přistupovalo na základě porovnání s referenční hodnotou výkonu. Pro izolovaný vysílací obvod byla naměřena velikost vstupního proudu okolo 80 mA , čemuž odpovídá referenční hodnota výkonu 400 mW . Z důvodu rezervy byla reference mírně navýšena na 470 mW . Snímaný výkon v MCU je poté porovnáván s referenční hodnotou a v případě překročení signalizuje přítomnost cizího objektu. Tento jednoduchý algoritmus byl testován s objekty lišící se tloušťkou, materiálem, velikostí apod. a velice spolehlivě detekoval všechny předměty. S přihlédnutím na obr. 35 se tato úspěšnost detekce dala očekávat.

V případě druhého stavu je navrhovaný algoritmus složitější. Nejprve se k problému přistupovalo využitím rovnice energetické bilance, nicméně vyjádřením výkonových složek se ztrácí informace o vzájemné změně proudových a napěťových hodnot. Z dosažených výsledků byla objevena zvláštnost, že velikost ztrátového výkonu je silně závislá na vzdálenosti obou cívek. V případě, že přijímací cívka byla více vzdálená a předmět vložen do pracovního prostoru, se velikost ztrátového výkonu zvětšoval oproti referenční hodnotě bez cizích objektů. Tento výsledek se očekával. Nicméně v blízkých vzdálenostech byl efekt přesně opačný a při vložení kovového předmětu se velikost ztrátového výkonu snižoval. K řešení detekce se nakonec využila snímaná hodnota napětí na oscilátoru V_{Royer} . V případě vložení cizího objektu se tato velikost napětí výrazně sníží v řádech několika stovek mV . Proto referenční hladina byla zvolena na $4.7V$. Opět bylo využito kovových vzorků pro ověření odolnosti tohoto nakonec jednoduchého řešení a ve většině případech byl úbytek napětí natolik výrazný, že klesl pod referenční hladinu a tím signalizoval přítomnost cizího předmětu. Navíc toto prosté porovnání je funkční v obou fázích nabíjecího cyklu. Pro složitější algoritmy využívající výstupní výkon na baterii by bylo nutné uvažovat a rozlišovat fáze CC/CV (*constant current/constant voltage*) nabíjecího procesu, což by rozhodovací funkci značně zkomplikovalo. Tato skutečnost úbytku napětí je důležitá při uvažování nejen z hlediska FOD řešení, ale také z pohledu fungování modifikovaného Royerova oscilátoru, kde tato ztráta napětí může vést k funkčním komplikacím.

8.3.4 Vyhodnocení realizovaného demonstrátoru

Vytvořený demonstrátor bezdrátového nabíjení je schopen monitorovat stav nabití baterie a zároveň je rozšířen o schopnost detekce cizích objektů. K indikaci jednotlivých stavů využívá PWM modulace na jednotlivých LED diodách. Komunikační linka mezi oběma zařízeními poskytuje informace o napěťových a proudových změnách v dostatečných intervalech. Při návrhu DPS byl kladen důraz na nízkou cenu a splnění prostorových limitů. Zároveň byl splněn požadavek napájení primárního obvodu z USB.

V požadavcích této práce byla stanovena maximální doba nabíjení baterie na několik hodin. Pro ověření bylo provedeno měření nabíjecího průběhu $300mAh$ Li-Pol baterie a výsledky jsou na obr. 43. Průběhy napětí a proudu odpovídají očekávanému tvaru nabíjecího cyklu Li-Pol baterie a jednotlivé fáze CC/CV jsou jasně zřetelné. Celková doba nabíjení trvá téměř 5 hodin, což s ohledem na vytyčený požadavek lze označit za dostačující. V případě potřeby je možné zvýšit nabíjecí proud programovatelným odporem, a to klidně i o několik desítek mA , a tím snížit dobu nabíjecího procesu. Při zaručení správného uložení je možné nabíjet proudem až $130mA$ aniž by byla nějak omezena funkčnost některých komponent.



Obr. 43: Nabíjecí profil Li-Pol baterie

Navržený FOD algoritmus byl testován na několika kovových vzorcích lišících se svou velikostí, tvarem, materiálem apod. Ve stavu bez přijímacího obvodu je rozeznatelnost cizího objektu téměř stoprocentní s výjimkou velmi malých předmětů. V případě vložení kovového předmětu v době nabíjecího procesu je schopnost detekce již mírně omezená a je silně závislá jednak na vlastnostech objektu, ale také na vzdálenosti obou cívek. Nicméně získané výsledky na mnoha provedených experimentech lze považovat za uspokojivé a dostatečné.

Závěr

V rámci této diplomové práce byla navrhnutá a realizována soustava bezdrátového nabíjení vhodná pro vestavěné systémy. Své uplatnění může nalézt v nespočtu aplikací v nichž je přítomnost přívodních kabelů nebezpečná, nevýhodná či nemožná. Navrhovaný systém měl z vytyčených požadavků zaručit dobu nabíjení v řádech několika hodin a zároveň nabídnout jistou poziční variabilitu. S ohledem na eventuelní možnost implementace systému do komerčního produktu musela být hlavní prioritou bezpečnost.

Pro návrh vhodného řešení byla nejprve nutná důkladná rešerše, která měla za úkol prozkoumat současné přístupy a technologie problematiky bezdrátového přenosu energie. Na základě komparativní analýzy byla zvolena varianta použití rezonanční induktivní vazby, jejíž popis a princip fungování byl náležitě vysvětlen. Teoretická část poté zmiňuje kritické parametry, které z hlediska návrhu bezdrátového přenosu je nutné uvažovat. Po patřičné rešeršní studii byly upřesněny některé požadavky.

S přihlédnutím na vytyčené prostorové limity byly navrženy a realizovány různé varianty cívek. Značná část práce byla poté věnována vyhodnocení navržených konfigurací elektromagnetického oscilátoru. Bylo zvoleno několika metod měření kritických parametrů, nicméně vzájemné porovnání rezonátorů nepřineslo nijak zvláště lišící se výsledky napříč jednotlivých variant.

V dalším kroku byl realizován testovací obvod bezdrátového přenosu využívající samo rezonanční princip modifikovaného Royerova oscilátoru. Na vytvořené DPS byly zkoušeny některé varianty navržených rezonátorů a průběhy účinnosti pro jednotlivé konfigurace přinesly zajímavé výsledky, které pro návrh výsledného demonstrátoru byly stěžejní. Zvláštní pozornost byla věnována problému se stabilitou v závislosti na vzájemné vazbě mezi cívkami. Navržený obvod byl podroben analýze ztrát a zároveň byl zkoumán vliv cizího předmětu v blízkosti na změnu přenosových vlastností. Na základě dosažených výsledků byla vybrána výsledná varianta rezonátoru, která zaručila splnění vznesených požadavků.

Z důvodu ošetření systému z hlediska detekce cizích předmětů byl navržený nový obvod doplněn o MCU společně s komponenty sloužící pro snímání proudových a napěťových stavů. Implementovaný software dokázal s velkou přesností indikovat přítomnost kovového předmětu, ať už ve fázi před přenosem či v průběhu přenosu. Navržený firmware splnil požadavek monitoringu stavu nabití baterie.

Cíle diplomové práce byly splněny a získané výsledky lze považovat za uspokojivé. Vytvořená soustava bezdrátového přenosu je schopna nabít zvolenou baterii v řádech několika hodin a zároveň poskytnout dostatečnou bezpečnost po celou dobu nabíjecího procesu.

Zdroje

- [1] AQUEEL, Ahmad, Mohammad SAAD ALAM, VATSALA, Yash VARSHNEY a Raquib HASAN KHAN. *A state of the Art review on Wireless Power Transfer a step towards sustainable mobility* [online]. Roorkee, India: IEEE, 2017 [cit. 2020-06-08]. ISBN 978-1-5386-4318-1. ISSN 2325-9418.
- [2] GOSWAMI, Shrivats a Soumo GHOSAL. *Wireless power technology way to wireless world* [online]. In: GOSWAMI, Shrivats a Soumo GHOSAL. 2016, s. 37 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.slideshare.net/shrivatsgoswami/wireless-power-technology-way-to-wireless-world>
- [3] QIU, Chun, K.T. CHAU, Chunhua LIU a C.C. CHAN. *Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging* [online]. Barcelona, Spain: IEEE, 2013 [cit. 2020-06-08]. ISBN 978-1-4799-3832-2.
- [4] PEHLIVAN, F., C. MIZRAK a I. ESEN. *Modeling and Validation of 2-DOF Rail Vehicle Model Based on Electro–Mechanical Analogy Theory Using Theoretical and Experimental Methods* [online]. 2018, 6 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://etasr.com/index.php/ETASR/article/view/2420>
- [5] MAHMOUD EL RAYES, Mohamed, Gihan NAGIB a Wahied ALI ABDELAAL'S. A Review on Wireless Power Transfer. *IJETT* [online]. 2016, , 9 [cit. 2020-06-08]. ISSN 2231-5381. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/310802355_A_Review_on_Wireless_Power_Transfer
- [6] SIDDIQUI, Firoz, Akbar NAGANI a Syed RIZWAN ALI. Wireless Power Transfer Techniques : A Review. *IJRITCC* [online]. 2015, , 6 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://www.academia.edu/28167337/Wireless_Power_Transfer_Techniques_A_Review
- [7] TOMÁNEK, Radek. *Bezdrátový přenos výkonu 20 kW* [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=192491. Diplomová práce. Vysoké učení technické.
- [8] CHANDRASEKAR RAO, T. a K. GEETHA. Categories, Standards and Recent Trends in Wireless Power Transfer: A Survey. *INDJST* [online]. 2016, , 11 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/303954233_Categories_Standards_and_Recent_Trends_in_Wireless_Power_Transfer_A_Survey
- [9] Qi (standard). In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_\(standard\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_(standard))
- [10] Qi stojánek. In: *Kryteo* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.kryteo.cz/bezdratove-nabijacky/stojanek-pro-bezdratove-nabijeni-cellularline-wireless-fast-charger-stand-s-usb-c--rychle-nabijeni--qi-standard--cerny/>
- [11] Multiple Qi coils. In: *Laird* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.laird.com/power-products/wireless-charging-coil-modules/wpc-transmitter-coil-module/swc10056-wpc-a6-multiple-coil>
- [12] Wireless power consortium. *WPC* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/about/about-wpc>
- [13] AirFuel alliance. *AirFuel* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://airfuel.org/>
- [14] SIROHI, JAYANT a INDERJIT CHOPRA. Actuator Power Reduction Using L-C Oscillator Circuits. *SAGE* [online]. 2001, , 11 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://sites.utexas.edu/sirohi/files/2017/07/003_sirohi01_jimss.pdf

- [15] DORF, Richard a James SVOBODA. *Introduction to Electric circuits* [online]. 8. United States: Jogn Wiley & Sons, 2009 [cit. 2020-06-08]. ISBN 978-0-470-52157.
- [16] SALEM, Mohamed, A. JUSOH, N. IDRIS a Ibrahim ALHAMROUNI. A Review of an Inductive Power Transfer System for EV Battery Charger. *European Journal of Scientific Research* [online]. 2015, , 16 [cit. 2020-06-08].
- [17] JIANG, Chaoqiang, K. CHAU, Chunhua LIU a Christopher LEE. An Overview of Resonant Circuits for Wireless Power Transfer. *Energies* [online]. 2017, , 20 [cit. 2020-06-08].
- [18] XU, KAI. *A series-parallel resonant topology and new gate drive circuits for low voltage DC to DC converter* [online]. Kingston, Canada, 2008 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://qspace.library.queensu.ca/bitstream/handle/1974/1008/Xu_Kai_200801_MSc.pdf?sequence=1. Master thesis. Queen's University.
- [19] REICHL, Jaroslav. *RLC obvody* [online]. 2006 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: http://www.jreichl.com/fyzika/vyuka/texty/rlc_obvody.pdf
- [20] GONZALEZ, Oscar a Cem SOM. *Cutting the Cord- Wireless Power Transfer* [online]. In: . 2020 [cit. 2020-06-09]. Dostupné z: https://www.w-online.com/web/en/electronic_components/extra_pbs/webinars/webinars_midcom/may20_wireless_webinar.php?utm_source=webinar&utm_medium=email&utm_campaign=wirelessda
- [21] NIU, Wang-Qiang, Jian-Xin CHU, Wei GU a Ai-Di SHEN. *Exact Analysis of Frequency Splitting Phenomena of Contactless Power Transfer Systems* [online]. 2012, , 10 [cit. 2020-06-08]. ISSN 1558-0806. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6363491>
- [22] SAH, Ajay a Dibakar PANT. *Analysis and optimization of wireless power transfer link* [online]. In: . 2014, s. 37 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.slideshare.net/ajaykshah24/analysis-and-optimization-of-wireless-power-transfer-link>
- [23] DUARTE, Rafael a Gordana FELIC. Analysis of the Coupling Coefficient in Inductive Energy Transfer Systems. *Hindawi* [online]. 2014, , 7 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <http://downloads.hindawi.com/journals/apec/2014/951624.pdf>
- [24] POKORNÝ, Josef. *Bezdrátová nabíjecí stanice* [online]. Brno, 2018 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=171184. Diplomová práce. Vysoké učení technické.
- [25] WAGENINGEN, Dries van. *The influence of material, shape, thickness, and frequency on the power absorption in metal objects* [online]. In: . Phillips, 2014, s. 10 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/data/downloadables/1/2/4/7/power-absorption-in-metal-objects-influence-of-shape-size-material-and-frequency.pdf>
- [26] LAN, Lingxin, Nicholas TING, Samer ALDHAHER, George KHELIS, Christopher KWAN, Juan ARTEAGA, David YATES a Paul MITCHESON. Foreign Object Detection for Wireless Power Transfer. *URSI* [online]. 2018, , 2 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8471551>
- [27] MURATOV, Vladimir. *Methods for Foreign Object Detection in Inductive Wireless Charging* [online]. In: . 2017, s. 17 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/data/downloadables/1/9/0/9/wpc1704-vladimir-muratov-methods-for-foreign-object-detection.pdf>
- [28] *Overview FOD methods* [online]. In: . Phillips, 2019, s. 19 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.ip.philips.com/data/downloadables/2/0/4/6/20190916-philips-fod-overview.pdf>

- [29] WCT1012 15W Single Coil. *Farnell* [online]. NXP Semiconductors, 2017 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2294475.pdf>
- [30] KANDERA, Tomáš. *Návrh řešení komunikačního rozhraní ve WBAN systémech* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/124658>. Diplomová práce. Vysoké učení technické.
- [31] WAFFENSCHMIDT, Eberhard. Qi Coupling Factor. *Wireless Power Consortium* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/magnetic-induction-technology/how-it-works/coupling-factor.html>
- [32] JELÍNEK, Aleš. *Jednotka pro bezdrátový přenos elektrické energie* [online]. Brno, 2013 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/37329369-Jednotka-pro-bezdratovy-prenos-elektricke-energie.html>. Diplomová práce. Vysoké učení technické.
- [33] GHOVANLOO, Maysam a Suresh ATLURI. A Wide-Band Power-Efficient InductiveWireless Link for Implantable MicroelectronicDevices Using Multiple Carriers. *IEEE* [online]. 2007 [cit. 2020-06-08]. ISSN 1558-0806. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4346666>
- [34] COSTANZO, A., M. DIONIGI, F. MASTRI a M. MONGIARDO. Rigorous modeling of mid-range wireless power transfer systems based on royer oscillators. *IEEE* [online]. 2013, , 4 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6556884>
- [35] SUKMA, Irawan a Ihsan SUPONO. *Design and simulation of 145 kHz wireless power transfer for low power application* [online]. 2017, , 4 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8253150>
- [36] BABULÁK, Tomáš. *Návrh modelu tiskové hlavy pro 3D tisk skla* [online]. Ostrava, 2017 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://dspace.vsb.cz/bitstream/handle/10084/117231/BAB0033_USP_N3943_3906T006_2017.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. Technická univerzita Ostrava.
- [37] MCCLUSKY, Scott Logan. *High voltage resonant self-tracking current-fed converter* [online]. San Luis Obispo, 2010 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://digitalcommons.calpoly.edu/cgi/viewcontent.cgi?referer=https://www.google.com/&httpsredir=1&article=1266&context=theses>. Master thesis. California Polytechnic State University.
- [38] NRF52810 Product Specification. *Nordic Semiconductor* [online]. 2019 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF52810_PS_v1.3.pdf
- [39] BUTIKOV, Eugene. The rigid pendulum - an antique but evergreen physical model. *European Journal of Physics* [online]. 1999, , 13 [cit. 2020-06-08].

Seznam zkratek

A4WP	Alliance for Wireless Power. Standard bezdrátových systémů.
ADC	Analog to digital converter. Převodník analogového signálu do digitálního.
SAADC	Successive approximation analog to digital converter.
CC/CV	Constant current/constant voltage. Fáze konstantního proudu a konstantního napětí během nabíjecího procesu.
DPS	Deska plošných spojů.
EMC	Elektromagnetická kompatibilita.
FOD	Foreign object detection. Detekce cizích objektů.
FRD	Fast recovery diode. Dioda s rychlou komutací.
IPT	Inductive Power Transfer. Induktivní přístup přenosu energie.
LDO	Low-Dropout regulator. Regulátor s nízkým úbytkem.
PWM	Pulse Width modulation. Pulzně šířková modulace.
LED	Light emitting diode. Světelná dioda.
Li-Ion	Lithium iontový akumulátor.
Li-Pol	Lithium polymerový akumulátor.
MCU	Mikrokontrolér.
PMA	Power matters Alliance. Standard bezdrátových systémů
Q faktor	Quality factor. Činitel jakosti.
RF	Radio Frequency.
Rx	Receiver. Příjemce.
SDK	Software development kit. Podpora pro vývoj software od <i>Nordic</i> .
SMD	Surface mount device. Součástka pro povrchovou montáž.
TTL	Transistor - transistor logic. Transistorová logika (0 – 5V).
USB	Universal Serial Bus. Sériová sběrnice.
WBAN	Wireless body area network. Bezdrátová síť v oblastech lidského těla.
WPC	Wireless power consortium. Standart bezdrátových systémů.
WPT	Wireless power transfer. Bezdrátový přenos energie.
ZVS	Zero voltage switching. Spínání na nulových napěťových hladinách.
Tx	Transmitter. Vysílač.

Přílohy

A: Elektronické přílohy

Přiložené elektronické přílohy obsahují:

- kořenový adresář s elektronickou verzí této práce

\DPS_prototyp

- Schéma, seznam součástek, obrázek rozložení jednotlivých součástek
- Zdrojové soubory DPS pro navržená prototyp

\DPS_demonstrator

- Seznam součástek celkového demonstrátoru

\DPS_Tx

- Zdrojové soubory DPS pro vysílací zařízení demonstrátoru
- Schéma, obrázek rozložení jednotlivých součástek

\DPS_Rx

- Zdrojové soubory DPS pro přijímací zařízení demonstrátoru
- Schéma, obrázek rozložení jednotlivých součástek

\WPT_SW

\DEVICE

- Zdrojové kódy pro přijímací zařízení v módu DEVICE
- (Pozn. Pro spuštění nutné respektovat adresářovou hierarchii danou preprocesorem vytvořeného projektu)

\HOST

- Zdrojové kódy pro vysílací zařízení v módu HOST
- (Pozn. Pro spuštění nutné respektovat adresářovou hierarchii danou preprocesorem vytvořeného projektu)

\Boards_config

- Konfigurační soubory desky vlastního designu (pro spuštění nutné umístit do SDK složky *\components\boards*)
- *wban_host_demo_brd.h*
- *wban_device_demo_brd.h*

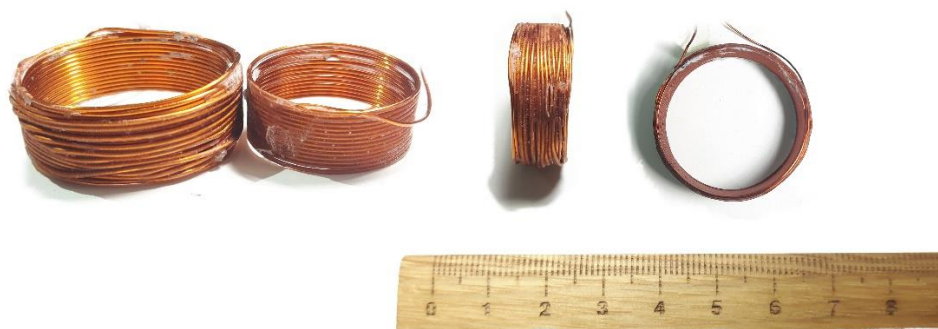
B: Doplnující přílohy

Následující doplňující přílohy obsahují:

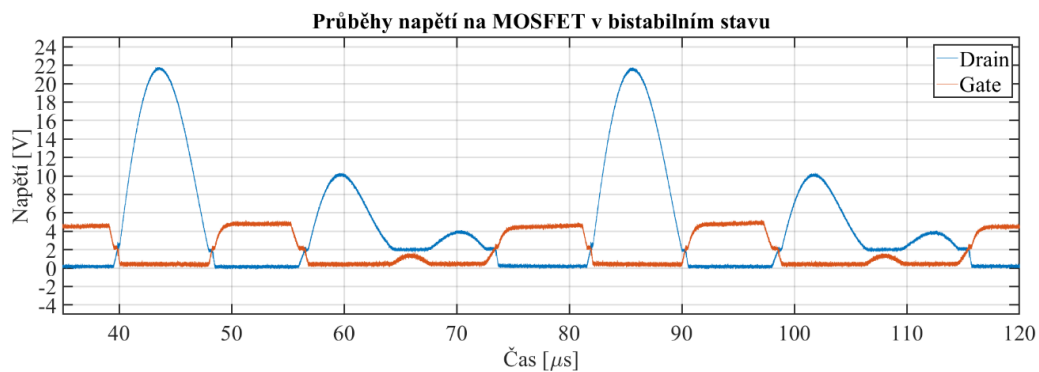
- *Tabulka 7:* Naměřená indukčnost a odpor pro přijímací cívky s vnitřním průměrem 24 mm
- *Obr. 44* – Ukázka vybraných realizovaných cívek
- *Obr. 45* – Bistabilní stav Royerova oscilátoru.

Tabulka 7: Naměřená indukčnost a odpor pro přijímací cívky s vnitřním průměrem 24 mm

Počet vrstev		1 vrstva		2 vrstvy		3 vrstvy	
Parametr		R [Ω]	L [μH]	R [Ω]	L [μH]	R [Ω]	L [μH]
Průměr vodiče [mm]	0.3	0.73	20.9	1.58	67.9	-	-
	0.4	0.31	17.9	0.55	60.2	0.66	82.9
	0.5	0.14	9.8	0.24	29.8	0.32	50.2
	0.63	0.15	7.5	-	-	0.24	46.5
	0.71	0.07	6.2	0.12	24.3	0.16	43.2
	0.8	0.05	5.8	-	-	-	-



Obr. 44: Ukázka vybraných realizovaných cívek



Obr. 45: Bistabilní stav Royerova oscilátoru